Amatérské RADIO



NOSITEL VYZNAMENÁNÍ ZA BRANNOU VÝCHOVU I. A II. STUPNĚ

ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ

ROČNÍK XXXVIII/1989 ● ● ČÍSLO 4

V TOMTO SEŠITĚ

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Rozšiřuje PNS. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpakova 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 3. 8. 1989. Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

TESTING '89

V posledních letech je stále obtížnější sledovat vývojové trendy jak v konstrukci přístrojů, tak v používání nových materiálů a technologií, ve způsobech výroby a v otázkách spolehlivosti atd. Díky celosvětovým úsporným opatřením není také tak snadné jako dříve sehnat potřebné katalogy výrobků, objednat si zahraniční časopisy atd. Proto mají u nás stále větší ohlas akce, pořádané předními zahraničními firmami, které prezentují své výrobky u příležitosti nejrůznějších akcí, mezi něž patří např. veletrhy, sympózia, výstavky apod.

K těmto akcím patří již několik let sympózium a výstavka progresívních elektronických testovacích a měřicích systémů, které pod názvem TESTING pořádá každý rok na jaře (letos 17. dubna) rakouská obchodní společnost ELSINCO (Electronic Systems, Instruments, Computers Vertriebsgesellschaft mbH) z Vídně. Pro naši technickou veřejnost je zajímavá (a vždy byla) tím, že hlavním tématem sympózia je zvýšení produktivity a zlepšení kvality měření nasazením automatických měřicích systémů.

Elsinco zastupuje v Evropě několik zámořských firem – z Japonska především firmy Kikusui a Anritsu, z USA firmu Audio Precision. Letos byly na výstavce, která doprovázela sympózium, vystaveny mezi jinými výrobky, které jsou uvedeny na 3. straně obálky; jde o výrobky obou jmenovaných japonských firem – pro naše zákazníky jsou v současné době japonské výrobky zajímavé i z komerčního hlediska – jsou cenově výhodné vzhledem ke změně vzájemného kursu US dolarů a japonských jenů. Přitom z hlediska jakosti jsou japonské výrobky srovnatelné s výrobky předních světových specializovaných výrobců – devízou firmy Elsinco pak je, jak řekl její ředitel, dodávat velmi jakostní výrobky za „férové" ceny. Navíc je stále zřetelnější snaha japonských firem uchytit se na evropském trhu (i v socialistických státech), čehož dokladem je, kromě jiného, např. to, že firma Kikusui otevřela 1. 3. 1989 v Amsterodamu marketingové středisko, jehož součástí je i sklad náhradních dílů a přístrojů, takže se podařilo podstatně zkrátit veškeré dodací lhůty.

Protože především firma Anritsu nebyla dosud u nás příliš známá, uvádíme několik základních údajů, které ji jednoznačně přiřazují k velkým světovým výrobcům v oboru elektroniky: datum založení – 17. 3. 1931, počet zaměstnanců – 2850, kapitál – 7,7 miliónů jenů (asi kolem 50 miliónů US dolarů), ředitelství firmy je v Tokiu, továrna v Atsugi (rozloha kolem 105 000 m^2), firma dodává výrobky do 130 zemí světa, od roku 1983 se zvětšil její roční obrat z asi 60 bilionů jenů téměř o třetinu (na 90 biliónů). Výrobní program je velmi obsáhlý, firma vyrábí telefonní automaty na mince, telefony na magnetické karty, miniaturní relé, hybridní integrované obvody, monitorovací systémy pro zásobníky plynu, přenosové systémy optodigitální, kontrolní systémy pro vodní zdroje a drenáže, informační systémy pro provoz na silnicích, zařízení pro přenos stojících obrazů, testovací systémy jakosti přenosových linek, pro námořní účely radary, lodní terminály, zařízení SSB a DSB, radiostanice VHF/UHF FM pro provoz na souši, radiostanice SSB, komunikační přijímače, monitorovací přijímače, přístroje pro komunikaci po optických kabelech, přístroje pro pulsně-kódovou komunikaci, osobní počítače, analyzátory, generátory signálů, kmitočtové syntezátory, čítače atd., periferie pro počítače, zařízení pro automatizaci průmyslové výroby (spektrometry, elektronické váhy, elektronické mikrometry, laserové měřiče, kontroléry, diagnostické měřiče pro stroje s rotujícími částmi, systémy k měření vnějších poloměrů atd.). Součástí výroby je i kalibrační laboratoř, dokonale vybavená měřicími standardy, která má současně za úkol kromě kontroly správnosti parametrů vyvíjet nové a efektivní měřicí metody (popř. přístroje) a spolupracovat s národními vývojovými institucemi, s průmyslovými laboratořemi a institucemi Akademie při tvorbě standardů a měřicích metod co největší přesnosti.

Vraťme se však k sympósiu. Program přednášek byl velmi bohatý: Měření v široké oblasti kmitočtů, elektromagnetická slučitelnost – spektrální analyzátory Anritsu, Dokonalá technologie měření přenosu na optických vláknech, Přesná měření v oblasti video – nový digitální generátor a analyzátor videosignálu Anritsu, Simulace umělých výpadků sítě a kolísání sítě pomocí střídavých zdrojů firmy Kikusui, Automatické měření s digitálními osciloskopy Kikusui. Přednášky byly rozděleny do tří dnů a celý cyklus byl „vyprodán".

A konečně k přístrojům, jejichž fotografie jsou na třetí straně obálky. Přesto, že od listopadu 1987 platí pro vývoz japonských měřicích přístrojů a zařízení určitá omezení (především pokud jde o kmitočtový rozsah), byl pro vývoz uvolněn osciloskop COM7201E (200 MHz) a COM7101E (100 MHz), což je plně programovatelný (interface IMS-2/GPIB) digitální osciloskop, zahrnující integrovaný číslicový voltmetr a čítač; přístroj je čtyřkanálový se šířkou pásma (reálný čas, real time) 200 MHz u všech čtyř kanálů, vzorkování je 20 Ms/s. Osciloskop umožňuje digitalizování opakujících se signálů do 100 MHz. Díky interpolaci sinus/



Typy stejnosměrných napájecích zdrojů Kikusui

impulsy mohou být zaznamenány i jednotlivé impulsy až do 8 MHz. Přístroj byl testován a schválen k použití v Elektrotechnickém zkušebním ústavu v Praze (EZÚ) a je na něj poskytována tříletá záruční doba. Digitální voltmetr osciloskopu měří stejnosměrná, střídavá a mezivrcholová napětí, čítač měří přesně měřené signály do 200 MHz. Vertikální citlivost dvou hlavních kanálů je 1 mV/dílek. Vstupní impedanci lze volit ovládacím prvkem na čelním panelu (1 Mohm nebo 50 ohmů). Osciloskop má paměť 1K pro každý kanál plus čtyři paměti 1K. Díky použitému interface IMS-2/GPIB lze přístroj používat při automatizovaných měřeních ve spojení se zapisovači, signálními multiplexery apod., což umožňuje např. přímo připojit až 16 měřicích sond (tj. 16 měřicích míst) ke kanálům 1 a 2.

Digitální videogenerátor MG6301 umožňuje generovat až více než 100 signálů, digitální signálová data jsou oddělena na Y, C a SYNC, všechny signály lze volit na přední straně přístroje, lze jej používat pro systémy NTSC a PAL, snadno lze přístroj včlenit do automatizovaného pracoviště, především při použití analyzátoru signálu MS6301, který samočinně identifikuje tvar signálu, měří až 40 různých parametrů včetně lineárního zkreslení, nelineárního zkreslení, poměru signál/šum, časových relací apod. Přístroj umožňuje též samočinně porovnávat měřené signály s nastavenými „standardy" jak co do tvaru, tak co do velikosti, možnost zaznamenávat výsledky měření je dána použitím interface IMS-2/GPIB (24kolíkový konektor). Sestava generátor-analyzátor poskytuje vyčerpávající informace o stavu jakéhokoli videosystému, lze jí i monitorovat vysílané televizní signály. Stejně dobře poslouží při vývoji a konstrukci i při výrobě spotřebních videomagnetofonů.

Přes 50 % celkového obratu firmy Kikusui tvoří příjem za napájecí zdroje. Sortiment, který firma nabízí, obsahuje zdroje jak stejnosměrného, tak střídavého napětí (od kmitočtu 5 Hz do kmitočtu 500 Hz), klasické, spínané, pro proudy až do 500 A, které lze k získání ještě většího výkonu řadit paralelně. Na obr. 1 je přehled typů stejnosměrných napájecích zdrojů.

Zajímavým přístrojem, velmi univerzálním a užitečným, je poslední z přístrojů na 3. straně obálky, měřič výkonu Anritsu typu ML4803. Přístroj umožňuje měřit ve W/dBm, v dB a ČSV. Má samočinné nastavování nuly, samočinnou korekci citlivosti podle použitých senzorů, různé paměťové funkce, indikaci čtyřmístnou, rozsahy −20, −10, 0 +10 a +20 dBm (100 μW až 100 mV), popř. 1 nW až 10 μW, kalibrační oscilátor má kmitočet 50 MHz. K přístroji lze připojit až 17 různých senzorů, amorfních nebo diodových, jimiž lze dosáhnout měřicího rozsahu od 100 kHz do 140 GHz.

TESTING '89 skončil. Byl, stejně jako další akce, školou moderní techniky, bez níž se naše technické kádry obejdou jen stěží. Proto čím více takových akcí, tím lépe. Na závěr snad je jediné – díky za vzorné uspořádání patří agentuře Made in . . . (Publicity).

ROZHLASOVÉ PŘIJÍMAČE DO AUTA

Ing. Jaroslav Vilhelm

Toto číslo AR řady B se zabývá autopřijímači z hlediska jakostních parametrů, normalizovaných rozměrů, měření parametrů, pasívní bezpečnosti, dále dopravním rozhlasem, způsoby odrušení a návrhem obvodů pro autopřijímače.

Jakostní parametry autopřijímačů

Autopřijímač je podle ČSN 36 7303 definován jako rozhlasový přijímač pro příjem dlouhých, středních, krátkých a velmi krátkých vln, určený k trvalému vestavění do motorového vozidla, který je napájen z autobaterie. Z hlediska jakostních parametrů a vybavení se autopřijímače rozdělují do tří jakostních skupin:

Skupina 1. Autopřijímače ve stereofonním provedení. Musí mít nejméně čtyři vlnové rozsahy včetně VKV, vypínatelné ADK, tlačítkovou předvolbu, tónový korektor, přípojku pro magnetofon a reproduktorové soustavy. Mohou mít vestavěný stereofonní kazetový přehrávač a mohou být vybaveny i dalšími novinkami, které zlepšují a zjednodušují obsluhu.

Skupina 2. Autopřijímače s klasickým vybavením. Mají minimálně dva vlnové rozsahy. Pokud mají rozsah VKV, musí mít i ADK. Tónový korektor není podmínkou.

Skupina 3. Autopřijímače s podobnou konstrukcí jako ve skupině 2, mají však jen základní vybavení.

Jsou stanoveny závazné vlastnosti, které autopřijímač dané skupiny musí splňovat a doporučené další vlastnosti, určené dohodou mezi výrobcem a zákazníkem. Přehled závazných a doporučených vlastností je v tab. 1.

Kromě jakostních požadavků uvedených v tab. 1 musí autopřijímač splňovat řadu dalších požadavků, jako je např. klimatická a mechanická odolnost, bezpečnost, vyzařování, rozsah napájecích napětí, spolehlivost apod.

Klimatická odolnost. Autopřijímač musí odolávat klimatickým vlivům, které na něj působí při provozu, dopravě a skladování. Autopřijímač musí zabezpečit příjem v rozsahu teplot −5 až +50 °C při relativní vlhkosti vzduchu 85 % při 20 °C.

Mechanická odolnost. Autopřijímač musí vyhovovat mechanickým vlivům.

Otřesy – Přijímače do hmotnosti 30 kg musí vydržet 50 pádů z výšky 5 cm na stůl z tvrdého dřeva.

Pády – Autopřijímače do hmotnosti 20 kg včetně obalu musí vydržet 6 pádů z výšky 40 cm na tvrdý podklad (beton) postupně na všechny stěny obalu bez toho, že by se uvolnila kterákoli součástka, poškodila skříňka a uvolnily elektrické nebo mechanické části, mající vliv na správnou činnost.

Správná činnost přijímače. Přijímač musí vyhovovat určenému použití bez rušivých jevů. Posuzuje se bezhlučný chod ovládacích prvků, drnčení, pazvuky reproduktorů a spolehlivost funkce. Při poslechu v jakékoli poloze regulačních prvků nesmí být slyšitelné mechanické kmitání součástek přijímače. Ladění musí mít lehký a plynulý chod bez zřetelného zadrhávání, pohyb ukazatele ladění musí být plynulý, nesmí zadrhávat a nesmí být u něho viditelné boční náklony.

Vyzařování. Autopřijímače musí vyhovovat ustanovením ČSN 33 4200 (Ochrana rádiového příjmu před rušením) a ČSN 33 4230 (Odrušení rádiových přijímačů).

Spolehlivost a trvanlivost. Autopřijímače musí z hlediska spolehlivosti a trvanlivosti vyhovovat ČSN 36 7001, příloha 4. Ovládací prvky vystavené mechanickému opotřebení při obsluze musí vyhovovat mechanickému namáhání, které zodpovídá 10 000násobnému opakování pracovního pohybu.

Napájecí napětí. Autopřijímače musí spolehlivě pracovat při napájení z autobaterie v rozmezí −10 až +20 % jmenovitého napětí. Normalizované jmenovité napětí je 12 V a 6 V, provozní napětí je 14 V a 7 V.

Bezpečnost autopřijímačů. Po bezpečnostní stránce z hlediska elektrické odolnosti a vybavení musí autopřijímače odpovídat požadavkům ČSN 36 7000. Z hlediska pasívní bezpečnosti motorových vozidel musí autopřijímače vyhovovat předpisu EHK č. 21 (jednotná ustanovení pro schvalování vozidel z hlediska jejich vnitřního vybavení), bodům 5.1.4 a 5.1.5. V bodě 5.1.4 je uvedeno, že knoflíky, koncovky táhel apod., zhotovené z pevného materiálu, které přečnívají o 3,2 až 9,5 mm přístrojovou desku, musí mít příčný průřez nejméně 2 cm^2, měřeno ve vzdálenosti 2,5 mm od nejdále vyčnívajícího bodu a musí mít okraje zaoblené (poloměr minimálně 2,5 mm).

V bodě 5.1.5 je uvedeno, že pokud tyto části vyčnívají o více než 9,5 mm nad povrch přístrojové desky, musí být konstruované a vyrobené tak, aby se mohly buď zatlačit působením vodorovné podélné síly 378 N směřující zpředu do přístrojové desky a nesmí přitom vyčnívat nad její povrch více než 9,5 mm a nebo se musí oddělit; v posledním případě zbývající část nesmí mít po deformaci žádné nebezpečné výběžky; příčný průřez ve vzdálenosti minimálně 6,5 mm od nejvíce vyčnívajícího bodu musí mít minimální plochu 6,5 cm^2.

Definice měřených parametrů

Pro snazší pochopení termínů uvedených v předchozí stati si uvedeme jejich definice a v následující stati i způsoby měření těchto parametrů.

Jmenovitý parametr – je takový parametr, jehož velikost je nezbytnou podmínkou pro

Tab. 1a. Vlastnosti autopřijímačů – závazné jakostní požadavky

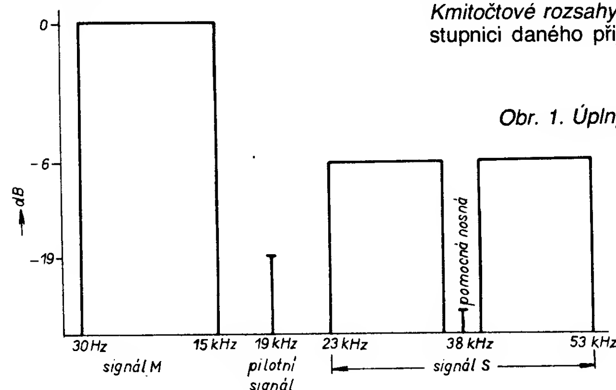
		Skupina 1	Skupina 2	Skupina 3	Poznámka
Část FM					
Kmitočtové rozsahy		4			
Stálost naladění [kHz]		30	50	–	s ADK
		70	90	–	bez ADK
Citlivost [μV] (s + š)/š = 20 dB, mono/stereo		1,5/8	3	–	Z_{vst} = 75 Ω
Citlivost [μV] pro nasycený stav		3	10	–	Z_{vst} = 75 Ω
Selektivita S_{300} [dB]		50	34	–	
Interferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]		66	50	–	
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál [dB]		70	50	–	
Amplitudová kmitočtová charakteristika přes celý přijímač [Hz]		40 až 14 000	63 až 12 500	–	
Nelineární zkreslení [%]	1 kHz, mono/stereo	1/1,5	3	–	
	40/36,5 dB	30,5 dB	–		
	v pásmu 250 až 6300 Hz mono/stereo	3/5	5	–	
		30,5/26 dB	26 dB	–	
Přeslechový útlum signálu [dB]	1 kHz	30	–	–	
	v pásmu 250 až 6300 Hz	26	–	–	
Potlačení zbytků pilotního kmitočtu 19/38 kHz [dB]		40/50	–	–	
Potlačení AM na rozsazích FM [dB]		50	40	–	
Minimální výstupní výkon [W]		2×6	4	–	
Největší užitečný vstupní signál [mV]		250	150	–	
Užitečná citlivost [μV], (s + š)/š = 46 dB		10/70	25	–	Z_{vst} = 75 Ω
Automatické doladění ADK [kHz]		±100	±100	–	
Část AM					
Stálost naladění DV, SV/KV [dB]		2/4	2/6	3/8	
Citlivost [μV], (s + š)/š = 20 dB	DV	50	80	160	umělá autoanténa
	SV	20	50	100	podle ČSN 36 7090
	KV	20	50	100	
Selektivita S_9 [dB]	DV	50	46	36	
	SV	–	40	–	
	KV	44	34	28	
Interferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]	DV 0,25 MHz	70	60	50	
	SV 1 MHz	60	50	42	
	KV 11,8 MHz	30	20	14	
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál [dB]	DV 0,25 MHz	60	50	40	
	SV 0,55 MHz	50	40	30	
Amplitudová kmitočtová charakteristika přes celý přijímač [Hz]		50 až 4000	50 až 2500	100 až 2000	SV 1 MHz
Nelineární zkreslení v přenášeném pásmu [%]		2	3	4	m = 80 %
		34 dB	30,5 dB	28 dB	
Největší užitečný vstupní signál [mV]		1000	500	500	SV 1 MHz
Automatické vyrovnání citlivosti [dB]		70	56	50	SV 1 MHz

Tab. 1b. Vlastnosti autopřijímačů – doporučené jakostní požadavky

		Skupina		
		1	2	3
Část FM				
Nastavování, souhlas se stupnicí [%]		±3,6	±4,6	±5,0
Potlačeni postranních maxim na rozsahu VKV [dB], charakteristika ladění		6	4	–
Část AM				
Nastavování, souhlas se stupnicí [%]	DV	±2	–	–
	SV	±2	±2,5	±3
	KV	±3,5	±3,5	–
Mrtvý chod [kHz]	SV 1 MHz	2	3	4
Užitečná citlivost [μV], (s + š)/š = 36 dB	DV	200	500	1000
	SV	130	320	650
	KV	130	320	650

měření jiných parametrů. Tak např. pro měření kmitočtové charakteristiky a nelineárního zkreslení je jmenovitým parametrem výstupní výkon.
Měření z hlediska elektrického napětí – měření, jehož výsledek je vyjádřen jako napětí nebo poměr napětí přiváděných na zátěž.
Měření přes celý přijímač – měření parametrů přijímače, při nichž se měřicí signál přivádí na anténu nebo anténní konektor.
Citlivost přijímače – minimální napětí nebo intenzita pole vstupního signálu, která zajišťuje při daných podmínkách požadovaný výstupní výkon.
Reálná citlivost – citlivost, při níž je zajištěn příjem vysilačů se zadanou minimální úrovní šumu.
Maximální citlivost – citlivost, při níž je zabezpečen příjem vysílačů majících úroveň šumu srovnatelnou s úrovní užitečného signálu.
Citlivost pro nasycený stav – citlivost při příjmu FM, představovaná úrovní vstupního signálu při standardní modulaci, při níž se zmenší úroveň výstupního signálu o 3 dB, když se plynule zmenšuje úroveň vstupního signálu.
Základní citlivost – citlivost omezená šumem jako minimální úroveň vstupního signálu při standardní modulaci, dávající jmenovitý výkon při poměru signál + šum k šumu (s + š/š) rovném 26 dB při FM a 20 dB při AM.
Užitečná citlivost – citlivost pro poměr s + š/š = 40 dB pro FM a 36 dB pro AM.
Standardní modulace – je modulace nosného kmitočtu kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace 30 % při AM. Při FM je při mono zdvih 15 kHz (OIRT), popř. 22,5 kHz (CCIR), při stereo je zdvih 40 kHz.
Selektivita – parametr charakterizující schopnost přijímače oslabovat vliv rušivých signálů na různých přijímaných kanálech.
Parazitní přijímací kanál – signál (o kmitočtu, který je odlišný od naladěného kmitočtu), jehož vstupní napětí způsobuje zkreslení přijímaného signálu nebo změnu výstupního napětí při nepřítomnosti užitečného signálu nebo nemodulovaného užitečného signálu.
Sousední kanál – parazitní příjmový kanál, který má nejmenší možné odladění poměrně k užitečnému signálu při daném systému rozhlasového vysílání.
Doplňkové přijímací kanály – parazitní přijímací kanály, na kterých může vstupní napětí se základním signálem nebo s harmonickými místního oscilátoru vytvářet ve směšovači přijímače mezifrekvenční napětí.
Zrcadlový kanál – doplňkový přijímací kanál, lišící se od naladěného kmitočtu přijímače o dvojnásobek mezifrekvenčního kmitočtu.
Křížové zkreslení – zkreslení vlivem rušícího signálu, kdy užitečný signál je modulován složkami modulace rušícího signálu.
Pásmo působení křížového rušení – kmitočtové pásmo, v němž se v maximální míře uplatní vliv křížového zkreslení.
Boční naladění – kmitočty vyšší a nižší než je kmitočet přesného naladění, při nichž vzhledem k detekci na boku S-křivky výstupní napětí dosáhne maxima.
Přeslech mezi stereofonními kanály – parametr určující míru pronikání signálu z jednoho stereofonního kanálu do druhého.
Interferenční poměr – udává poměr mezi žádaným a nežádoucím signálem.
Automatické doladění kmitočtu – systém, zabezpečující s určitou přesností uchování naladěného kmitočtu přijímače při vlivu činitelů, schopných změnit kmitočet místního oscilátoru.
Pásmo zachytávání automatického dolaďování – kmitočtové pásmo, pro které platí, že vstupní napětí na kterémkoli kmitočtu tohoto pásma způsobuje vlivem činnosti dolaďování kmitočtu přeladění kmitočtu místního oscilátoru přijímače.
Pásmo udržení automatického doladění kmitočtu – kmitočtové pásmo, uvnitř kterého změna kmitočtu vstupního signálu způsobuje v důsledku činnosti automatického dolaďování kmitočtu potřebnou změnu kmitočtu místního oscilátoru.
Automatické vyrovnání citlivosti – systém, který zabezpečuje při velkých změnách úrovně vstupního signálu malou změnu výstupního napětí přijímače při zachování tvaru obálky napětí přiváděného na detektor.
Souhlas se stupnicí – rozdíl mezi kmitočtem přijímaného signálu a kmitočtem, určeným podle stupnice přijímače.
Pohodlnost ladění – poměr délky posuvu bodu na ladicím knoflíku přijímače ke změně laděného kmitočtu, která při tom nastane.
Vůle ladicího mechanismu – maximální posuv bodu na ladicím knoflíku přijímače, při němž se nezmění naladěný kmitočet přijímače. Někde je tento parametr uváděn jako mtrvý chod.
Činitel zaclonění – charakterizuje schopnost přijímače FM přijímat silný signál při slabším rušícím signálu, který má stejný nosný kmitočet. Činitel zaclonění je definován jako polovina poměru v dB a udává, kolikrát se musí zvětšit užitečný signál na výstupu přijímače, aby se odstup signálu od rušení na výstupu zvětšil z 1 na 30 dB.
Stabilita naladění – ukazuje, o kolik se změní naladěný kmitočet přijímače v důsledku vlivu některého destabilizačního činitele.
Nízkofrekvenční signál – signál s kmitočty od 0 do 100 kHz.
Signál podzvukových kmitočtů – nf signál v rozsahu od 0 do 20 Hz.
Signál zvukových kmitočtů – nf signál v kmitočtovém rozsahu od 20 Hz do 20 kHz.
Vysokofrekvenční signál – signál s nosnými kmitočty od 100 kHz do 30 MHz.
Signál VKV – signál s kmitočty od 30 MHz do 300 MHz.
Rozsah přenášených kmitočtů – kmitočtový rozsah signálu na výstupu přístroje od nejnižšího do nejvyššího nf kmitočtu, v němž je zaručena určená odchylka kmitočtové charakteristiky.
Komplexní stereofonní signál s pilotním signálem – celkový signál, kterým je kmitočtově modulován vysílač při stereofonním přenosu. Je tvořen:
a) signálem M rovném polovině součtu signálu pravého a levého kanálu,
b) signálem pilotního kmitočtu 19 kHz (± Hz), který činí 8 až 10 % špičkového zdihu vysílače a který v přijímači slouží k obnovení pomocného signálu s fází odpovídající fázi pomocné nosné na straně vysílače,
c) signálem rovným polovině rozdílu signálu levého a pravého kanálu, amplitudově namodulovaném na pomocné nosné s kmitočtem 38 kHz (±4 Hz), který je potlačen tak, aby zbytek pomocné nosné nevyvolával větší zdvih než 1 % špičkového zdvihu vysílače, přičemž vyšší harmonické kmitočty pomocné nosné a jejích postranních pásem nesmí celkově vyvolat větší kmitočtový zdvih než 0,2 % špičkového zdvihu vysílače.

Na obr. 1 je maximální podíl jednotlivých spektrálních složek na špičkovém zdvihu vysílače.
Úplný stereofonní signál s pilotním signálem – měřicí signál VKV kmitočtově modulovaný komplexním stereofonním signálem při 100% soufázové modulaci v levém a pravém stereofonním kanále kmitočtem, který tvoří 10 % z celkového zdvihu nosného kmitočtu.
Kmitočtové rozsahy – rozsahy uvedené na stupnici daného přijímače. Pro rozhlasové



Obr. 1. Úplný stereofonní signál

přijímače jsou určeny následující kmitočtové rozsahy:
dlouhé vlny – 150 až 285 kHz, tj. 2000 až 1050 m,
střední vlny – 525 až 1605 kHz, tj. 572 až 185 m,
krátké vlny – 5,95 až 26,1 MHz, tj. 49 až 11 m,
VKV I – 66 až 73 MHz,
VKV II – 87,5 až 108 MHz.

Amplitudová kmitočtová charakteristika – kmitočtová charakteristika snímaná na výstupu zařízení, která je omezena kmitočty, na nichž se zmenší výstupní napětí o 3 dB oproti referenčnímu kmitočtu 1 kHz. Kmitočtová charakteristika při FM je uvažována bez kompenzace výšek zdůrazněných vysílačem. Deemfáze v přijímačích způsobuje na vyšších kmitočtech pokles o 6 dB na oktávu.

Nelineární zkreslení – zkreslení, které vzniká v nelineární soustavě, nejzávažnější jsou zkreslení harmonické, intermodulační a zkreslení křížovou modulací. Harmonické zkreslení je způsobeno vyššími harmonickými základního kmitočtu. Intermodulační zkreslení je zkreslení výstupního signálu způsobeného vznikem kombinačních složek na výstupu zařízení, když na jeho vstupu působí dva nebo několik signálů s určitými amplitudami a kmitočty. Křížová modulace je nežádoucí transformace modulace rušivého signálu na nosný kmitočet užitečného signálu.

Potlačení zbytků pilotního signálu – poměr užitečného signálu k signálu 19 kHz a 38 kHz.

Potlačení AM na rozsazích FM – schopnost přijímače potlačit signál AM a intermodulační složky, pokud se na vstup přijímače přivede současně amplitudově i kmitočtově modulovaný signál.

Relativní úroveň signálu – poměr výkonu v pikowattech, napětí v mikrovoltech, intenzity pole v mikrovoltech na metr nebo zvukového tlaku v pascalech k výchozí (nulové) úrovni, která je rovna 1 pW, 1 μV, 1 μV/m a $2{,}03.10^{-5}$ Pa a je vyjádřena v decibelech.

Intenzita pole vstupního signálu – intenzita homogenního pole v prostoru, v němž je zkoušený přijímač.

Meze změny úrovně vstupního signálu – rozsah změn úrovně vstupního signálu s hloubkou modulace minimálně 0,8 při amplitudové modulaci a minimálně 1,0 při kmitočtově modulovaném signálu, při němž činitel nelineárního zkreslení výstupního signálu je maximálně 10 %.

Maximální (minimální) úroveň vstupního signálu – horní (dolní) mez změny úrovně vf vstupního signálu, přiváděného na přijímač.

Hloubka modulace kmitočtově modulovaného signálu – poměr kmitočtového zdvihu k maximálnímu kmitočtovému zdvihu, použitý pro daný systém rozhlasového vysílání. Maximální hloubka modulace = 1 odpovídá ±50 kHz pro nosné kmitočty v rozsahu 65,8 až 73 MHz a ±75 kHz v rozsahu 87,5 až 108 MHz.

Kmitočtový zdvih – změna kmitočtu při kmitočtové modulaci. Maximální kmitočtový zdvih je změna kmitočtu odpovídající nejvyšší úrovni modulující veličiny vůči kmitočtu nosného signálu bez modulace.

Odstup signálu od šumu – poměr efektivní hodnoty výstupního napětí přijímače obsahujícího jen nf složky odpovídající kmitočtům modulačního napětí k efektivní hodnotě výstupního napětí při nemodulovaném vstupním signálu (mimo složek brumu, ultrazvukových kmitočtů a zbytků pilotních signálů při měření multiplexními signály).

Standardní (měřicí) výstupní výkon – výkon doporučený při měření řady parametrů; je 50 mW pro přijímače s jmenovitým výkonem nad 150 mW a 5 mW pro přijímače s výstupním výkonem menším než 150 mW. Při elektroakustických měřeních je standardní výstupní výkon 100 mW.

Jmenovitý výstupní výkon – výkon nastavovaný při měření činitele nelineárního zkreslení a řadě jiných parametrů, zajišťujících současnou činnost všech kanálů po dobu 10 minut při teplotě okolí 15 až 35 °C. Kvalita reprodukce se určuje při jmenovitém nf signálu nebo při 100% modulaci.

Maximální užitečný výstupní výkon – výkon, při němž se zvětšuje činitel nelineárního zkreslení na zadanou velikost (1,5 nebo 10 %).

Normální (etalonový) výstupní výkon – výkon při hloubce modulace 0,3, rovnající se 0,1 jmenovitého výkonu nebo 0,1 přípustné minimální velikosti maximálního výkonu.

Úroveň vzniku omezení – úroveň vstupního signálu, při níž se zmenší výstupní napětí o 3 dB při jmenovitém vstupním napětí.

Náhradní anténa – obvod, který umožňuje získat požadované napětí a proud při přiváděném napětí, které je součinem intenzity pole a výšky reálné antény.

Automobilový anténní systém – je zařízení určené k přenosu přijímaného signálu na vstup autopřijímače. Je tvořeno přijímací anténou, držáky antény, propojovacím kabelem a konektory.

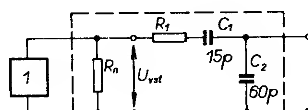
Způsoby měření parametrů přijímače

Při měření jednotlivých parametrů se vychází ze všeobecných podmínek měření: měří se při teplotě okolního vzduchu 20 ±5 °C, při relativní vlhkosti vzduchu 60 ±15 % a při atmosférickém tlaku 86 až 106 kPa. Pokud se v místě měření vyskytuje rušivý signál, je nutné při měření malých vstupních napětí měřit ve stíněné místnosti, která zmenší úroveň rušivého signálu o 20 dB pod úroveň nejmenšího měřicího signálu na vstupu přijímače, nebo o 10 dB vzhledem k měřené úrovni signálu nebo šumu na výstupu přijímače. Měřit se musí při jmenovitém napětí zdroje s maximální odchylkou ±2 %. Při měření parametrů autopřijímače je třeba používat autobaterii nebo stabilizovaný zdroj s vnitřním odporem rovným vnitřnímu odporu autobaterie. Pokud tomu tak není, je nutné do série se zdrojem zapojit rezistor, jehož odpor bývá pro daný přijímač uveden v technických podmínkách nebo se volí pro hloubku modulace vstupního signálu 30 % a pro výstupní výkon rovný 0,3 výkonu jmenovitého.

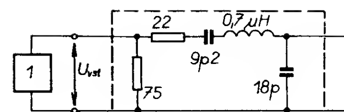
Při měření autopřijímačů napájených z olověných akumulátorů se uvažuje jmenovité napětí 2,4 V na článek. Snížené napětí je 1,8 V na článek a zvýšené je 2,6 V na článek. Pro měření, pokud není uvedeno v TP jinak, se používají především kmitočty: 16, 31,5, 63, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 a 16 000 Hz/kHz/MHz.

V rozsahu krátkých vln se připouští volit kmitočty 6,1, 7,2, 9,6, 11,8, 13,7, 15,3, 17,8, 21,6, 25,8 MHz, v rozsazích VKV jsou to kmitočty: 66, 69, 73, 88, 94, 98, 100, 108 MHz. Základní měřicí kmitočty jsou 69 a 98 MHz.

Na obr. 2 je zapojení náhradní antény pro



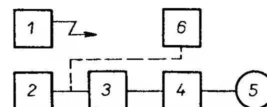
Obr. 2. Náhradní anténa autopřijímačů pro DV, SV a KV; 1 – vf signál generátor, R_n – rezistor, jehož odpor je roven odporu přizpůsobené zátěže generátoru, R_1 – rezistor, jehož odpor se určí z podmínky $R_1 + 0{,}5R_n = 80\ \Omega$



Obr. 3. Náhradní anténa autopřijímače pro VKV; 1 – vf signální generátor

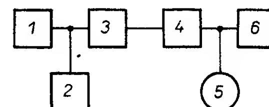
měření parametrů autopřijímačů v rozsahu DV, SV a KV, na obr. 3 je náhradní anténa pro měření autopřijímačů v rozsahu VKV.

Měření rozsahu přijímaných kmitočtů – použijeme zapojení podle obr. 4. Indikátor naladění přijímače postupně nastavíme do krajních poloh stupnice každého kmitočtového rozsahu. Čítačem kmitočtu se určí kmitočet generátoru odpovídající přesnému měření. Pokud je v přijímači digitální stupnice, určíme rozsah přijímaných kmitočtů podle digitální stupnice.



Obr. 4. Měření rozsahu přijímaných kmitočtů; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – elektronický voltmetr, 6 – čítač kmitočtu

Měření souhlasu se stupnicí – zapojení pro měření je na obr. 4. Měřicí kmitočty se volí tak, aby poloha indikátoru naladění přijímače odpovídala značce na stupnici nebo údaji digitální stupnice. Čítačem kmitočtu se měří přesný kmitočet generátoru, který odpovídá kmitočtu naladění přijímače. Výsledkem měření je rozdíl mezi kmitočty generátoru a kmitočty na stupnici.

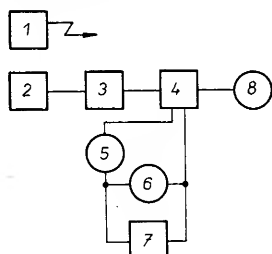


Obr. 5. Kontrola činnosti ADK; 1 – vf signální generátor, 2 – čítač kmitočtu, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – elektronický voltmetr, 6 – měřič nelineárního zkreslení

Kontrola činnosti automatického dolaďování kmitočtu – měří se v zapojení podle obr. 5. Na kmitočtu přesného naladění přijímače se změří činitel nelineárního zkreslení. Zapneme automatické dolaďování kmitočtu a rozladíme generátor pod a nad kmitočet přesného naladění, určíme mezní kmitočty pásma udržení f_y a f'_y, na nichž je činitel nelineárního zkreslení K'_g 2 až 3× větší než při přesném naladění (maximálně však 10 %), nebo se pozoruje skokovitá změna výstupního napětí. Pro určení mezních kmitočtů pásma zachycení ADK je třeba změnit kmitočet generátoru z kmitočtu přesného naladění přijímače na kmitočet, který je zjevně mimo pásmo udržení systému ADK, přibližujeme se ke kmitočtu přesného naladění ze strany nižších a vyšších kmitočtů a určujeme mezní kmitočty f_z a f'_z pásma udržení systému ADK, při nichž je činitel nelineárního zkreslení K'_g větší nebo se pozoruje skoková změna výstupního napětí.

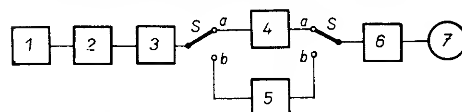
Je možné použít i metodu, při níž při rozladění od přesného kmitočtu vyladění na obě strany o daný kmitočet (viz tab. 1) musí po zapnutí ADK přijímač „stanici" doladit a výstupní výkon musí být 0,8 výstupního výkonu při přesném naladění.

Měření stability naladění – pro měření se použije zapojení podle obr. 4. Stabilita naladění se kontroluje při vlivu těchto destabilizačních činitelů:
a) vlastní ohřev (před měřením musí být přijímač 4 hodiny ve vypnutém stavu). Po prvé se měří po 2 minutách a poté po 5 minutách po zapnutí po dobu do 60 min;
b) změny úrovně vstupního signálu – měří se po ohřevu přijímače po dobu 1 hodiny. Signál se zvětší z úrovně reálné citlivosti nad úroveň 100 dB (μV) a nebo 120 dB (μV) v rozsahu KV a 100 dB (pW) v rozsahu VKV;
c) změny napětí zdroje proudu – první měření je při jmenovitém napětí zdroje proudu během ohřevu v trvání jedné hodiny na zadanou teplotu,
d) změna teploty okolí – přijímač umístíme do teplotní komory nebo termostatu. Prvně se měří při běžné teplotě po vlastním ohřevu přijímače během jedné hodiny. Potom měníme teplotu podle zadání. Čítačem kmitočtu se zjistí kmitočet generátoru. Potom se přijímač podrobí vlivu jednoho z uvedených destabilizačních činitelů. Kmitočet generátoru měníme tak, aby se dosáhlo přesného naladění a zaznamená se nový kmitočet generátoru. Výsledek měření je rozdíl kmitočtu generátoru při prvním a dalších měřeních.
Měření pohodlnosti ladění – zapojení pro měření je na obr. 4. Označí se určitý bod na ladicím knoflíku přijímače. Potom se otáčí knoflíkem tak, aby se daný bod posunul o 10 mm po kružnici a generátor se naladí na nový kmitočet, který si zapíšeme. Totéž se udělá i na druhou stranu. Při měření musíme vyloučit vliv mrtvého chodu. Výsledkem měření je poměr 20 mm k rozdílu kmitočtů dvou naladění v mm/kHz.
Měření vůle ladicího mechanismu, mrtvého chodu – zapojení podle obr. 5. Přijímač se přesně naladí, změří se kmitočet vstupního signálu (přednostně na SV), knoflíkem ladění otočíme o jednu otáčku na jednu stranu a zpět do výchozí polohy a změříme první rozdíl kmitočtů naladění; potom otočíme knoflíkem na druhou stranu a zpět a změříme rozdíl kmitočtů naladění. Mrtvý chod je geometrický průměr hodnot rozdílu kmitočtů naladění v kHz.
Měření elektrického příkonu – zapojení podle obr. 6. Měří se při vstupním napětí 2 V;

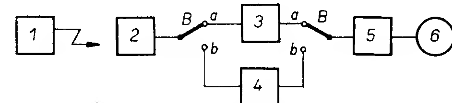


Obr. 6. Měření elektrického příkonu; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – přijímač, 5 – ampérmetr, 6 – ss voltmetr, 7 – zdroj proudu, 8 – elektronický voltmetr

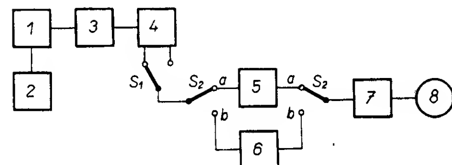
regulátor hlasitosti se postupně nastavuje do poloh odpovídajících minimálnímu výstupnímu výkonu (klidový proud), 0,4 jmenovitého výstupního výkonu a jmenovitému výstupnímu výkonu. Měří se v rozsahu VKV nebo SV. Měří se napětí a proud nebo výkon wattmetrem v napájecím obvodu přijímače. Výsledkem je změřený výkon a proud.
Měření reálné citlivosti přes vstup pro vnější anténu – měří se jak na rozsazích DV, SV a KV, tak i na VKV podle zapojení na obr. 7. Nejprve přepneme přepínač S do polohy *a*, přijímač naladíme na měřicí kmitočet. Útlum děliče bude nulový. Vypneme modulaci, přepínač S přepneme do polohy *b* a voltmetrem změříme šumové napětí. Přepínač vrátíme do polohy *a*, zapneme modulaci a děličem ji nastavíme podle voltmetru tak, aby odpovídala šumovému napětí. Odstup signálu od šumu je v tomto případě roven útlumu děliče. Potřebný odstup signálu od šumu se získá příslušnou změnou vstupní úrovně signálu a polohy regulátoru hlasitosti pro zachování výstupního napětí odpovídajícího požadovaným podmínkám měření. Výsledkem měření na VKV je výkon generátoru na přizpůsobené zátěži v dB nad 1 pW nebo 1 fW nebo napětí na vstupu při výstupním napětí odpovídající normálním podmínkám pro normovaný odstup signálu od šumu.
Na rozsazích DV, SV a KV je výsledkem měření výstupní napětí generátoru v μV nebo dB nad 1 μV při standardním výkonu a zadaném poměru signál/šum.
Metoda měření maximální citlivosti – měří se při standardním výstupním výkonu. Regulátor hlasitosti se nastaví na maximum. Na VKV se měří v zapojení podle obr. 7 a na ostatních vlnových rozsazích podle obr. 7 a 8. Určíme minimální vstupní napětí anebo minimální intenzitu pole, která zajišťuje standardní výkon. Přitom zaznamenáme odstup signálu od šumu na výstupu přijímače. Pokud je odstup signálu od šumu menší než 3 dB, pak se maximální citlivost určí při takové poloze regulátoru hlasitosti, kdy odstup signál/šum je roven 3 dB. Výsledkem měření je minimální vstupní napětí nebo intenzita pole, která zaručuje normální výstupní výkon, vyjádřené v μV nebo dB nad 1 pW (fW) nebo 1 μV nebo dB nad 1 μV/m.
Metoda měření odstupu signálu od šumu – podmínky měření dány TP pro daný výrobek. Měří se v zapojení podle obr. 9. Při měření stereofonních přijímačů se na vstup přivádí úplný stereofonní signál. Při vypnutí modulace zůstává modulace pomocnou nosnou nebo pilotním kmitočtem. Výsledkem měření je údaj děliče.
Měření selektivity pro sousední kanál – při měření na VKV lze měřit jak v monofonním, tak i stereofonním provozu při normované hloubce modulace (mono VKV I zdvih 15 kHz, VKV II zdvih 22,5 kHz, při stereo 40 kHz). Měření se doporučuje opakovat při vstupním signálu 40 dB (pW) při vypnutém a zapnutém ADK. Měří se v zapojení podle obr. 10. Měří se tak, že se nastaví při vypnutém rušícím signálu normální výstupní výkon. Potom se vypne modulace užitečného signálu a zapne rušící signál s hloubkou modulace $m = 0,3$ a modulačním kmitočtem 1 kHz a změří se jeho úroveň pro výstupní výkon menší o 30 dB, než je výkon normální. Měří se při jednom nebo několika odladěních rušivého signálu. Výsledkem měření je poměr rušícího napětí k napětí užitečného signálu v dB.
Měření selektivity sousedních kanálů při rozladění ±5; ±9 a ±18 kHz – měří se v jednom bodě každého rozsahu na kmitočtu uvedeném v TP výrobku v zapojení podle obr. 11. Rozdíl kmitočtů užitečného a rušícího signálu musí odpovídat měřeným kanálům.
Nejprve se vypne modulace generátoru 2, zapne generátor 3, který je amplitudově modulován kmitočtem 1 kHz, s hloubkou modulace $m = 0,3$ a měří se jeho výstupní napětí před dosažením výkonu, který je o 20 dB (30 dB) menší než je standardní výkon. Při tom je nutné kontrolovat vliv rušícího signálu na výstupní výkon užitečného signálu: „stáhneme" modulaci rušivého signálu a modulujeme užitečný signál. Pokud rušivý signál ovlivňuje výstupní výkon užitečného signálu, výstupní výkon nastavíme regulátorem hlasitosti na normální výstupní výkon. Výsledkem měření je poměr rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB.
Měření selektivity pro mezifrekvenci, zrcadlový a další doplňkové kanály při VKV – vztažný signál je rovný reálné citlivosti a zvětšuje se až do úrovně 1 V nebo do maximálního vstupního napětí daného výrobku. Měří se v zapojení podle obr. 12. Při tomto měření se nastaví potřebné vstupní napětí signálu, maximálně však 1 V, při pře-



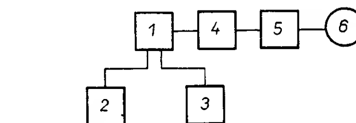
Obr. 7. Měření reálné citlivosti; 1 – signální generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 – třetinooktávový filtr pro kmitočet 1 kHz, 5 – filtr se šířkou pásma 300 Hz až 15 kHz, 6 – dělič, 7 – elektronický voltmetr, S – přepínač



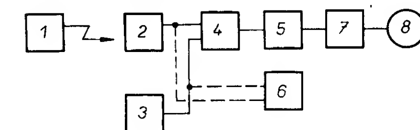
Obr. 8. Měření reální citlivosti generátorem pole; 1 – generátor pole, 2 – přijímač, 3 – úzkopásmová propust pro referenční signál, 4 – pásmová propust pro 300 Hz až 15 kHz, 5 – dělič, 6 – elektronický voltmetr



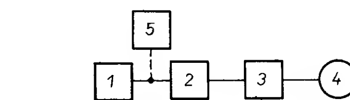
Obr. 9. Měření odstupu signálu od šumu; 1 – signální generátor, 2 – stereofonní modulátor, 3 – náhrada antény, 4 – přijímač, 5 – třetinooktávový filtr pro 1000 Hz, 6 – pásmová propust 200 Hz až 15 kHz, 7 – dělič, 8 – elektronický voltmetr



Obr. 10. Měření selektivity pro sousední kanál; 1 – náhrada antény přizpůsobovacími rezistory, 2, 3 – vf signální generátory, 4 – přijímač, 5 – třetinooktávový filtr pro 1 kHz, 6 – elektronický voltmetr



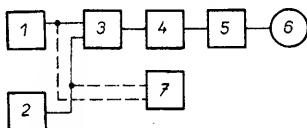
Obr. 11. Měření selektivity sousedních kanálů při rozladění ±5, ±9 a ±18 kHz; 1 – generátor pole, 2 – vf signální generátor užitečného signálu, 3 – vf generátor rušícího signálu, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6 – čítač kmitočtu, 7 – pásmová propust pro kmitočty 900 až 1100 Hz, 8 – elektronický voltmetr



Obr. 12. Měření selektivity pro mf, „zrcadla" a doplňkové kanály na VKV; 1 – signální generátor, 2 – náhrada antény, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – čítač kmitočtu (jednosignálová metoda)

laďování generátoru v pásmu 41,5 až 250 MHz si zapisujeme přijímané kanály odpovídající mezifrekvencím, zrcadlovým kmitočtům a kmitočtům doplňkových přijímacích kanálů. Povinně se měří kanály s kmitočty $f_s + 1{,}5f_{mf}$; $f_s + 0{,}5f_{mf}$; $1{,}5f_s + f_{mf}$, kde f_s je kmitočet signálu a f_{mf} je mezifrekvenční kmitočet. Po naladění na každý přijímací kanál se změní úroveň vstupního signálu tak, aby na výstupu přijímače byl jmenovitý výkon, přičemž si vždy poznamenáme kmitočet a úroveň vstupního signálu daného kanálu. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB.

Pro měření je možné použít i tzv. dvousignálovou metodu podle obr. 13, při níž se nejdříve vypne modulace generátotu užitečného signálu, zapne generátor rušícího signálu a jeho nemodulované výstupní napětí se nastaví tak, aby bylo větší než je předepsané napětí. Generátor se postupně nastavuje na mf, zrcadlové a druhé doplňkové přijímací kanály. Při rozladění o ±2 kHz poměrně ke kmitočtu měřeného kanálu se na výstupu filtru nastaví maximální napětí, které vzniká v důsledku rázů. Napětí rušícího signálu se nastaví tak, aby výstupní výkon při jeho vlivu byl o 30 dB menší než je při přivedení modulovaného užitečného signálu. Stejně jako v předchozím měření je nutné kontrolovat vliv rušivého signálu na užitečný signál. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu v dB na daném přijímacím kanálu.



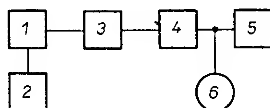
Obr. 13. Měření selektivity pro mf, „zrcadla" a doplňkové kanály na VKV dvojsignálovou metodu; 1, 2 – signální generátory, 3 – náhrada antény, 4 – přijímač, 5 – třetinooktávový filtr pro 1 kHz, 6 – elektronický voltmetr, 7 – čítač kmitočtu

Měření selektivity pro mf, zrcadlový a jiné doplňkové přijímací kanály na DV, SV a KV – měří se v zapojení podle obr. 11. Vypneme modulaci generátoru 2, zapneme generátor 3 a úroveň modulovaného rušícího napětí nastavíme větší než je určená mez. Generátor 3 nastavujeme postupně na mf, zrcadlový a jiné doplňkové přijímací kanály. Největší pozornost věnujeme přijímacím kanálům s kmitočty $2f_s + 3f_{mf}$; $2f_s + f_{mf}$; $3f_s + 4f_{mf}$; $3f_s + 2f_{mf}$; $4f_s + 5f_{mf}$; $4f_s + 3f_{mf}$; $5f_s + 6f_{mf}$; $n5f_s + 4f_{mf}$, kde f_s je kmitočet signálu, f_{mf} je mezifrekvenční kmitočet. Při rozladění o ±2 kHz od kmitočtu měřeného kanálu nastavíme maximální napětí na výstupu filtru, vznikající v důsledku rázů. Úroveň rušícího signálu nastavíme tak, aby výstupní výkon způsobený rušením byl stejný jako při modulovaném užitečném signálu. Při měření je nutné kontrolovat vliv rušivého signálu na výstupní výkon užitečného signálu. Pro tento účel kmitočet rušícího signálu změníme o 3 až 4 kHz, dokud nezmizí rázy a zapneme modulaci užitečného signálu. Pokud rušivý signál ovlivňuje výstupní výkon užitečného signálu, výstupní výkon nastavíme regulátorem hlasitosti na úroveň normálního výstupního výkonu. Výsledkem měření je poměr napětí rušícího a užitečného signálu vyjádřený v dB.

Měření křížové modulace – měří se v zapojení podle obr. 11. Zapojíme generátor 3, který je amplitudově modulován kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace $m = 0{,}3$, jeho výstupní úroveň nastavíme na 100 dB (1 μV) nebo na 120 dB (1 μV/m) a vypneme modulaci generátoru užitečného signálu 2. Kmitočet nosné měníme na obě dvě strany relativního kmitočtu přesného naladění a hledáme kmitočet maximálního vlivu rušení: od 9 do 50 kHz na DV, od 9 do 200 kHz na SV a od 9 do 500 kHz na KV. Úroveň napětí rušícího signálu měníme tak, abychom dostali výstupní výkon o 20 dB menší než je výstupní výkon, dosažený při modulovaném užitečném signálu. Na určení šířky kmitočtového pásma, v němž se projevuje křížová modulace, zvětšujeme rozladění kmitočtů rušení tak dlouho, než se pro udržení konstantního výstupního výkonu úroveň křížové modulace nezvětší o 6 dB a při dalším rozladění se nebude zmenšovat. Výsledkem měření je vstupní rušivé napětí v mV nebo mV/m a pásmo ovlivňování křížové modulace v kHz.

Měření křížové modulace na VKV – měří se v zapojení podle obr. 13. Zapneme generátor rušícího signálu 2, který je kmitočtově modulován kmitočtem 1 kHz s hloubkou modulace 0,8 a výstupní úroveň nastavíme na 60 dB/(pW). Vypneme modulaci generátoru užitečného signálu 1. Kmitočet nosné rušícího signálu měníme na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění o 1 až 2,5 MHz a vyhledáme kmitočet s maximálním vlivem rušícího signálu. Pro kontrolu, že přenos rušení je způsoben křížovým rušením, je nutné vypnout nosnou užitečného signálu. Signál rušení se přitom zmenší minimálně o 3 dB. Zapneme nosnou užitečného signálu a úroveň napětí rušícího signálu změníme tak, aby výstupní výkon byl o 20 dB menší než je při modulovaném užitečném signálu. Potom měníme kmitočet generátoru 2, dokud se výstupní výkon nezmenší o 6 dB a při dalším rozlaďování se nezvětšuje. Výsledkem měření je minimální vstupní napětí rušícího signálu získané při jeho rozlaďování na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění; při tom se zapíšou oba kmitočty rozladění; pásmo vlivu křížového rušení se určí jako součet absolutních hodnot rozladění a je vymezené kmitočty, na nichž se výstupní výkon křížového rušení zmenší o 6 dB.

Metoda měření potlačení amplitudové modulace na VKV – vstupní signál je $2U_{jm}$; 40 dB/(pW). Měří se v zapojení podle obr. 14. Analyzátorem spektra změříme výstupní napětí signálu s kmitočtem 1 kHz (U_1). Ponechá se kmitočtová modulace, nosný kmitočet generátoru 1 dodatečně modulujeme amplitudově kmitočtem 400 Hz s hloubkou modulace 0,3 a měříme výstupní napětí na kmitočtech 400 Hz (U_2) a intermodulační složky 600 Hz (U_4) a 1400 Hz (U_5). Potlačení amplitudové modulace P_{am} v dB se vypočítá ze vztahu



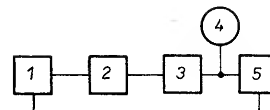
Obr. 14. Měření potlačení modulace AM na VKV; 1 – vf signální generátor, 2 – nf signální generátor, 3 – náhrada antény, 4 – přijímač, 5 – analyzátor spektra, 6 – elektronický voltmetr

$$P_{am} = 20\log \frac{U_1}{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2}}$$

Měření kmitočtové charakteristiky přijímače – měří se v zapojení podle obr. 15. Při externím modulačním napětí je třeba zapojit obvod preemfáze nebo korigovat změřenou kmitočtovou charakteristiku.

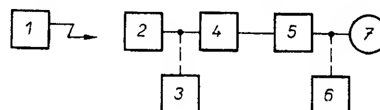
Podmínky měření při AM jsou jmenovité – nosné kmitočty jsou 200 kHz a 1 MHz při úrovni vstupního signálu 80 dB/(1 μV) nebo 80 dB/(1 μV/m). Regulátor hlasitosti nastavíme do polohy odpovídající jmenovitému výstupnímu výkonu.

Kmitočtová charakteristika se může změřit elektronickým voltmetrem, při tom si zaznamenáváme pro každý modulační kmitočet úroveň výstupního napětí. Odchylky kmitočtové charakteristiky v daném kmitočtovém rozsahu nebo rozsah efektivně reprodukovaných kmitočtů při zadaných odchylkách se mohou určit podle kmitočtové charakteristiky. Rozsah přenášených (reprodukovaných) kmitočtů musí ležet v oblasti, v níž je odchylka kmitočtové charakteristiky rovná zadané velikosti. Výsledkem měření je závislost modulačního kmitočtu na výstupním napětí, rozptyl kmitočtové charakteristiky pro daný kmitočtový rozsah, rozsah přenášených kmitočtů, nebo horní mezní kmitočet daného rozsahu.



Obr. 15. Měření kmitočtové charakteristiky přijímače; 1 – vf generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – zapisovač amplitudové kmitočtové charakteristiky

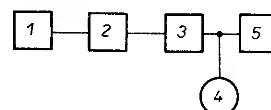
Měření mezních úrovní vstupního signálu – měří se na jednom kmitočtu signálu z řady doporučených kmitočtů při střední poloze regulátorů výšek a hloubek podle zapojení na obr. 16. Úroveň vstupního signálu nejdříve zvětšujeme a pak zmenšujeme, při čemž udržujeme výstupní napětí tak, aby odpovídalo maximálnímu jmenovitému výstupnímu výkonu a měříme činitel harmonického zkreslení na výstupu přijímače. Při minimální úrovni vstupního signálu nesmí být výstupní výkon menší než jmenovitý. Měřit můžeme přes kterýkoli vstup přijímače. Při maximální úrovni vstupního signálu se dovoluje doladit přijímač na kmitočtet signálu. Výsledkem měření je určení minimální a maximální úrovně vstupního signálu v μV nebo mV nebo dB (1 μV nebo mV/m), při nichž je nelineární zkreslení menší nebo rovné 1,5 % (nebo 10 % podle třídy jakosti).



Obr. 16. Měření mezních úrovní vstupního signálu na AM; 1 – vf generátor pole, 2 – vf generátor, 3 – čítač kmitočtu, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6 – měřič nelineárního zkreslení nebo analyzátor, 7 – elektronický voltmetr

Měření činitele nelineárního zkreslení – měří se při hloubce modulace $m \doteq 80$ %, vstupní signál 80 dB (1 μV) nebo 80 dB (μV/m), měřicí kmitočty jsou 200 kHz a 1 MHz. Měří se v zapojení podle obr. 16. Na každém zadaném modulačním kmitočtu se měřičem zkreslení zjistí činitel harmonického zkreslení na výstupu přijímače.

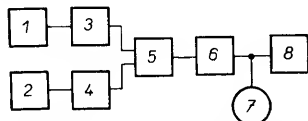
Měření činitele harmonického zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 17. Regulátorem hlasitosti udržujeme výstupní výkon na



Obr. 17. Měření činitele harmonického zkreslení na VKV; 1 – vf generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 – elektronický voltmetr, 5 – měřič nelineárního zkreslení nebo analyzátor spektra

jmenovité úrovni, na každém zadaném modulačním kmitočtu se měřičem zkreslení zjistí činitel harmonického zkreslení. Doporučuje se měření zopakovat v stereofonním režimu při soufázové a protifázové modulaci v obou kanálech. Výsledkem měření je činitel harmonického zkreslení na zadaných měřicích kmitočtech. Pokud je činitel harmonického zkreslení menší než 1 %, použijeme následující měření.

Měření malého nelineárního zkreslení – měří se při hloubce modulace vf generátorů $m_1 = m_2 = 0{,}5$. Měříme v zapojení podle obr. 18. Kmitočty f_{m1} a f_{m2} generátorů 3 a 4 nastavíme tak, aby rozdílový kmitočet byl roven kmitočtu naladění přijímače. Je



Obr. 18. Měření malého činitele nelineárního zkreslení; 1, 2 – nf signální generátory, 3, 4 – vf signální generátory, 5 – směšovač signálu, 6 – přijímač, 7 – elektronický voltmetr, 8 – analyzátor spektra

třeba si uvědomit, že při libovolné volbě kmitočtů generátorů může v přijímači vzniknout „pískání". Kmitočty generátorů, při nichž nevznikne „pískání" v jednotlivých rozsazích jsou: $f_{mf1} = 311$ MHz a $f_{mf2} = 380$ MHz nebo $f_{mf1} = 231$ MHz a $f_{mf2} = 300$ MHz z rozsahu od 66 do 79 MHz. Na rozsahu od 88 MHz jsou to kmitočty $f_{mf1} = 256$ MHz, $f_{mf2} = 350$ MHz nebo $f_{mf1} = 206$ MHz, $f_{mf2} = 300$ MHz. Na výstupu směšovače musí být napětí 40 dB/(pW). Modulační kmitočet f_{m1} generátoru 1 nastavíme na kmitočet požadovaný při měření činitele harmonického zkreslení a kmitočet f_{m2} generátoru 2 nastavíme tak, aby byl roven součtu f_{m1} a rozladění f_m. Rozladění volíme minimální avšak takové, aby zeslabení kmitočtu analyzátorem spektra při tomto rozladění bylo 50 až 60 dB. Analyzátorem spekta změříme napětí složek s kmitočty f_{m1}, f_{m2}; $f_{m1} + f_{m2}$, $2f_{m1} + f_{m2}$, $3f_{m1} + f_{m2}$, $4f_{m1} + f_{m2}$. Při naladění analyzátorem spektra je nutné se v každém případě přesvědčit o správnosti naladění tak, že postupně vypínáme napětí každého z modulačních kmitočtů. Při správném naladění se musí údaje analyzátoru spektra podstatně zmenšit. Výsledkem měření je činitel harmonického zkreslení druhého až pátého řádu, K_{g2} až K_{g5} v %, na kmitočtu f_n, který zjistíme z rovnic:

$$K_{g2} = \frac{2U(f_{m1} + f_{m2})}{U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}}} \,.\, 100;$$

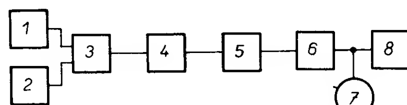
$$K_{g3} = \frac{8U(2f_{m1} + f_{m2})}{3(U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}})} \,.\, 100;$$

$$K_{g4} = \frac{4U(3f_{m1} + f_{m2})}{U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}}} \,.\, 100;$$

$$K_{g5} = \frac{32U(4f_{m1} + f_{m2})}{5(U_{f_{m1}} + U_{f_{m2}})} \,.\, 100,$$

kde $U_{f_{m1}}$; $U_{f_{m2}}$; $U(f_{m1} + f_{m2})$; $U(2f_{m1} + f_{m2})$; $U(3f_{ml} + f_{m2})$; $U(4f_{m1} + f_{m2})$ jsou napětí signálů s kmitočty f_{m1}, f_{m2}, $f_{m1} + f_{m2}$, $2f_{m1} + f_{m2}$, $3f_{m1} + f_{m2}$, $4f_{m1} + f_{m2}$. Činitel harmonického zkreslení K_g v % na kmitočtu f_n bude

$$\sqrt{K^2_{g2} + K^2_{g3} + K^2_{g4} + K^2_{g5}}.$$



Obr. 19. Měření činitele intermodulačního zkreslení; 1, 2 – nf signální generátory, 3 – směšovač signálů, 4 – vf generátor, 5 – náhradní anténa, 6 – přijímač, 7 – elektronický voltmetr, 8 – analyzátor spektra

Tuto metodu používáme tehdy, když očekáváme, že harmonické zkreslení měřeného přístroje je menší než $3K_g$ generátoru.

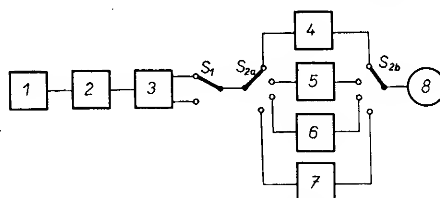
Měření činitele intermodulačního zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 19. Měří se na jednom kmitočtu. Polohy regulátoru hlasitosti výšek a hloubek se nemění; nosná se moduluje nízkým nf kmitočtem f_1 s hloubkou modulace $m = 0{,}8$ při FM a $m = 0{,}64$ při AM. Současně se nosná moduluje vysokým nf kmitočtem f_2 s hloubkou modulace $m = 0{,}2$ při FM a $m = 0{,}16$ při AM. Měří se s konstantním kmitočtem f_1 generátoru 1, který je o třetinu oktávy vyšší než je dolní mezní kmitočet rozsahu přenášených kmitočtů. Kmitočet f_2 generátoru 2 volíme v rozsahu kmitočtů od $6f_1$ do horního mezního kmitočtu přenášených signálů. Tento kmitočet je nutné uvést v TP daného výrobku. Analyzátorem spektra se změří výstupní napětí na kmitočtech f_2, $f_2 \pm f_1$ a $f_2 \pm 2f_1$. Činitele intermodulačního zkreslení druhého a třetího řádu v % vypočítáme z rovnic

$$K_{im2} = \frac{U_{f2-f1} + U_{f2+f1}}{U_{f2}} \,.\, 100;$$

$$K_{im3} = \frac{U_{f2-2f1} + U_{f2+2f1}}{U_{f2}} \,.\, 100;$$

kde U_{f2-f1}, U_{f2-f1} a U_{f2+2f1} jsou napětí signálů s kmitočty vzniklými vzájemnou modulací a změřené na výstupu přijímače v mV, U_{f2} je napětí vyššího modulačního nf kmitočtu. Výsledkem jsou činitelé intermodulačních zkreslení K_{im} v % na zadaných měřicích kmitočtech, vypočítají se z rovnice: $K_{im} = \sqrt{K^2_{im2} + K^2_{im3}}$.

Měření odstupu signál/brum – při FM nastavíme rovnou kmitočtovou charakteristiku. Při AM je úroveň vstupního signálu 80 dB (1 μV) nebo 80 dB (1 μV/m). Zapojení musí odpovídat obr. 20. Tam, kde je to možné, použijeme k napájení přijímače zdroj s kmitočtem



Obr. 20. Měření odstupu signálu od brumu; 1 – vf signální generátor, 2 – náhradní anténa, 3 – přijímač, 4 až 7 – třetinooktávové filtry, 8 – elektronický voltmetr

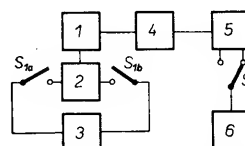
400 Hz. U stereofonních přijímačů přivádíme na vstup úplný stereofonní signál. Nejdříve vypneme modulaci. U stereofonních přijímačů po vypnutí modulace zůstává pomocná nosná. Na náhradní zátěži pomocí třetinooktávových filtrů nebo analyzátoru spektra změříme napětí U_{50}, U_{100} a U_{150} složek brumu s kmitočty 50, 100 a 150 Hz. Měřit můžeme i při maximálním zdůraznění hloubek, pokud má přijímač korektor hloubek. Výsledkem měření je poměr výstupního napětí při jmenovitém výkonu na referenčním kmitočtu k středně kvadratickému součtu složek brumu K_f v dB vypočítaný ze vzorce:

$$K_f = 20\log\frac{U_{pjm}}{\sqrt{U^2_{50} + U^2_{100} + U^2_{150}}},$$

kde U_{pjm} je napětí při jmenovitém výkonu. Na AM se uvádí činitel A_f, který je roven

$$A_f = 20\log\frac{\sqrt{U^2_{50} + U^2_{100} + U^2_{150}}}{U_{pjm}}.$$

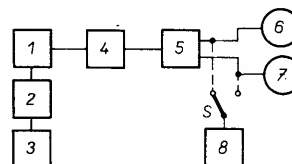
Měření maximálního výstupního výkonu – modulační kmitočet 1 kHz, při AM v zapojení podle obr. 16 a při FM podle obr. 17. Regulátorem hlasitosti zvětšujeme výstupní napětí do té doby, dokud činitel nelineárního zkreslení nebude 1,5 nebo 10 % (v závislosti na třídě přijímače) a změříme výstupní napětí. Výsledkem měření je maximální výstupní výkon $P_{max} = U_{výst}/R_z$, kde R_z je odpor zátěže.



Obr. 21. Měření přeslechů a nelineárních přeslechů; 1 – vf signální generátor, 2 – stereofonní modulátor, 3 – nf signální generátor, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6 – analyzátor spektra nebo selektivní voltmetr

Měření přeslechového útlumu mezi stereofonními kanály a úrovně nelineárního přeslechu – měří se v zapojení podle obr. 21. Nejprve vypneme modulaci v levém kanálu a na jeho výstupu analyzátorem spektra změříme napětí na kmitočtu 1 kHz vyvolané působením druhého kanálu. Pro zjištění nelineárních přeslechů změříme napětí druhé (U_{2000}) a třetí (U_{3000}) harmonické modulačního kmitočtu. Podobně měříme při vypnuté modulaci v pravém kanálu. Měření se opakují na modulačních kmitočtech 250 Hz, 6300 Hz a 10 000 Hz. Měřit se může i na jiných kmitočtech od 250 do 12 500 Hz a při odladění o 25 kHz od měřicího vf kmitočtu, uvedeného v TP přijímače. Výsledkem měření je poměr výstupních napětí odpovídajících jmenovitému výstupnímu výkonu v jednom stereofonním kanálu a výstupním napětí v druhém stereofonním kanálu, udaný v dB. Úroveň nelineárního přeslechu na kmitočtu 1 kHz je poměr výstupního napětí při jmenovitém výstupním výkonu a druhé odmocniny součtu čtverců napětí U_{2000} a U_{3000} v dB.

Měření odchylky zisku stereofonních kanálů v rozsahu přenášených kmitočtů – měří se v zapojení podle obr. 22. Při konstantním vstupním napětí se postupně nastavují kmitočty 250 Hz, 6,3 kHz a 10 kHz a další a měří se napětí na výstupech obou stereofonních kanálů. Výsledkem měření je poměr napětí na výstupu jednoho a druhého stereofonního kanálu v dB.



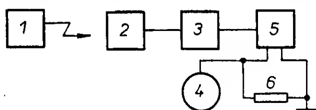
Obr. 22. Měření odchylky zisků stereofonních kanálů; 1 – vf signální generátor, 2 – stereofonní modulátor, 3 – nf signální generátor, 4 – náhradní anténa, 5 – přijímač, 6, 7 – elektronické voltmetry, 8 – analyzátor spektra

Měření úrovně kombinovaného rušení způsobeného interferencí zvukového kmitočtu a pomocných nosných kmitočtů – obvod preemfáze v modulátoru je zapnutý a měří se v zapojení podle obr. 22. Úroveň modulace ve stereofonních kanálech se zmenší o 20 dB. Modulační kmitočet se změní

z 1 kHz na 10 kHz. Analyzátorem spektra se změří napětí na kmitočtech 8 kHz–U_8 a 1 kHz–U_1. Měření se opakují při modulačním kmitočtu 15 kHz. Výsledkem měření je poměr výstupního napětí při jmenovitém výkonu na kmitočtu 1 kHz a druhé odmocniny součtu čtverců napětí U_8 a U_1 v dB.

Měření výstupního výkonu charakterizujícího odolnost proti mikrofoničnosti – měří se na jednom kmitočtu z řady doporučených kmitočtů. Vstupní signály se nastaví na 100 dB (pW) při FM a na 100 dB nad 1 μV nebo 1 μV/m. Regulátor hlasitosti se nastaví do polohy odpovídající maximálnímu výkonu; činitel modulace $m = 0{,}3$. Regulátory hloubek a výšek nastavíme do polohy odpovídající maximálnímu zdůraznění nízkých kmitočtů. Při přetížení vstupů VKV nastavíme vstupní napětí na úroveň minimálně 40 dB (pW). Na FM měříme podle obr. 12 a na AM podle obr. 16. Nejprve vypneme modulaci a měníme naladěný kmitočet na obě dvě strany od kmitočtu přesného naladění. Když se objeví mikrofonie, regulátor hlasitosti nastavíme do polohy, při níž přestane být mikrofonie slyšitelná. Tuto polohu regulátoru hlasitosti již neměníme, zapneme modulaci a generátor nastavíme na kmitočet přesného naladění přijímače; potom určíme výstupní výkon. Výsledkem měření je konstatování o absenci mikrofoničnosti nebo maximální výstupní výkon, při kterém se mikrofoničnost nevyskytuje.

Měření absence drnčení a nakmitávání – při FM je obvod preemfáze v modulátoru zapnutý. Měří se na jednom kmitočtu z řady doporučených kmitočtů. Regulátory hlasitosti, hloubek a výšek se nastaví do polohy maximální hlasitosti a nejširšího pásma reprodukovaných kmitočtů. Vstupní signál se nastaví tak, aby zabezpečoval maximální výstupní výkon. Na FM se měří v zapojení podle obr. 12 a na AM podle obr. 23. Měníme kmitočet generátoru a sluchem kontrolujeme kvalitu zvuku přijímače ve všech kmitočtových rozsazích. Na středním kmitočtu rozsahu se současně mění modulační kmitočet v celém pásmu přenášených kmitočtů. Výsledkem měření jsou kmitočty naladění nebo modulační kmitočty, při nichž vznikají uvedené

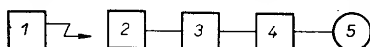


Obr. 23. Hodnocení drnčení a kmitání na AM; 1 – generátor pole, 2 – vf generátor, 3 – náhradní anténa, 4 – elektronický voltmetr, 5 – přijímač, 6 – zátěž

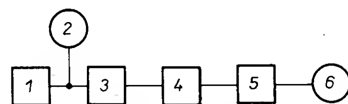
parazitní jevy. Parazitní jevy musí zmizet při zmenšení výstupního výkonu na polovinu jmenovitého výkonu.

Měření účinnosti automatického vyrovnání citlivosti – přijímač naladíme na kmitočet 1 MHz. Výstupní úroveň je 94 dB nad 1 μV nebo 1 μV/m. Měříme v zapojení podle obr. 24. Zmenšujeme napětí generátoru, pokud nedosáhneme výstupního napětí menšího o 10 dB vzhledem k původnímu výstupnímu napětí. Výsledkem měření je poměr vstupních napětí uvedený v dB.

Měření rozsahu přenášených kmitočtů nf zesilovače – regulátor hlasitosti se nastaví do polohy maximálního zisku a použijí se přizpůsobovací články ČSN 36 7008. Měří se v zapojení podle obr. 25. Korektory hlou-



Obr. 24. Měření účinnosti AVC; 1 – generátor pole. 2 – vf generátor, 3 – náhradní anténa. 4 – přijímač. 5 – el. voltmetr



Obr. 25. Měření kmitočtového rozsahu nf zesilovače; 1 – generátor, 2, 6 – elektronický voltmetr, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž

bek a výšek nastavíme do polohy, kdy dostaneme lineární průběh kmitočtové charakteristiky. Na vstup měřeného kanálu nf zesilovače přivedeme napětí z generátoru, které odpovídá jmenovitému výstupnímu výkonu. Toto napětí udržujeme konstantní a měníme kmitočet signálu do té doby, než výstupní napětí nezvětší meze přípustných odchylek kmitočtové charakteristiky, které jsou uvedeny v TP pro daný výrobek. Podle průsečníku mezí přípustného tolerančního pole kmitočtové charakteristiky určíme horní (f_v) a dolní (f_d) mezní kmitočet rozsahu přenášených kmitočtů. Obvykle výstupní napětí při f_v a f_d bývá o 3 dB menší než při kmitočtu 1 kHz. Výsledkem měření je kmitočtový rozsah mezi f_d a f_v.

Měření citlivosti nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 25. Na vstup měřeného kanálu se přivede vstupní signál z nf generátoru, který zajistí při naplno vytočeném regulátoru hlasitosti výstupní výkon rovný jmenovitému výstupnímu výkonu. Výsledkem měření je napětí zdroje signálu, které zajišťuje jmenovitý výstupní výkon.

Měření mezí regulace hlasitosti nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 25. Měří se výstupní napětí zesilovače. Měníme polohu regulátoru hlasitosti v rozmezí plynulé regulace do té doby, dokud se výstupní napětí zesilovače nezačne měnit skokovitě. Výsledkem měření je mez regulace hlasitosti D_g v dB daná vztahem

$$D_g = 20\log \frac{U_{výst\,max}}{U_{výst\,min}},$$

kde $U_{výst\,max}$ je výstupní napětí v poloze regulátoru odpovídající maximálnímu výkonu a $U_{výst\,min}$ je výstupní napětí při poloze regulátoru odpovídající výkonu před skokovou změnou.

Měření vlivu tónové clony (korekcí) při regulaci hlasitosti – měří se v zapojení podle obr. 25. Při konstantním vstupním napětí se regulátory tónových korekcí na kmitočtech 1 kHz, f_v a f_d nastaví výstupní napětí na jmenovité výstupní napětí. Před měřením se nastaví poloha korektorů hloubek a výšek na rovnou kmitočtovou charakteristiku a regulátor hlasitosti na maximální zisk odpovídající běžnému výstupnímu napětí a tomu odpovídající vstupní napětí. Potom nastavíme kmitočet generátoru na 1 kHz a regulátorem hlasitosti zmenšíme výstupní napětí na velikost danou TP výrobku. Změří se výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_v. Výsledkem měření je velikost Q tónové clony (korekcí) v dB na kmitočtech f_d a f_v, vypočítaná z rovnice:

$$Q = 20\log \frac{U_{výst2}}{U} \quad \frac{U_{výst1}}{U_{1000}},$$

kde $U_{výst2}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_v; U je výstupní zmenšené napětí na kmitočtu 1 kHz; $U_{výst1}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_v dané kmitočtové charakteristiky a U_{1000} je výstupní napětí na kmitočtu 1 kHz, které je rovno napětí jmenovitému. Přednostně se má Q měřit pro výstupní výkon rovný standardnímu výkonu, tj. 50 mW.

Měření mezí regulací tónové clony (korekcí) – regulátor hlasitosti se nastaví na maximální zisk, přizpůsobovací člen podle použitého měřicího vstupu a zapojení podle obr. 25. Regulátory tónové clony (korekcí) se nastaví do polohy maximálního zdůraznění krajních kmitočtů nf pásma a změří se výstupní napětí při kmitočtech f_d a f_v. Potom se regulátory tónové clony přemístí do polohy maximálního potlačení krajních kmitočtů nf pásma a změříme výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_v. Výsledkem měření jsou meze D_t regulace (tónové clony) při zdůraznění a potlačení na kmitočtech f_d a f_v vypočítané z rovnice

$$D_t = 20\log \frac{U_{výst}}{U_{1000}},$$

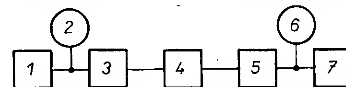
kde $U_{výst}$ je výstupní napětí na kmitočtech f_d a f_v při daných polohách regulátorů (tónové clony) a U_{1000} je výstupní napětí na kmitočtu 1 kHz při $P_{výst} = P_{jmen}$.

Měření maximálního výstupního výkonu – měří se v zapojení podle obr. 26. Na vstupu měřeného kanálu nf zesilovače nastavíme takové napětí, aby činitel nelineárního zkreslení výstupního signálu nebyl větší než je v TP daného výrobku a změříme výstupní napětí. Výsledkem měření je výstupní výkon

$$P_{max} = U^2_{výst}/R_z,$$

kde R_z je náhradní zatěžovací impedance. Měří se na kmitočtu 1 kHz, f_d a f_v.

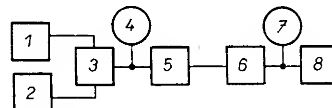
Měření činitele nelineárního zkreslení – měří se v zapojení podle obr. 26. Měření opakuje-



Obr. 26. Měření maximálního výstupu výkonu; 1 – generátor, 2, 6 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž, 7 – analyzátor spektra nebo měřič zkreslení

me při výstupním výkonu zmenšeném na 0,01 výkonu jmenovitého, ale ne menším než 100 mW. Na daných kmitočtech, uvedených v TP výrobku, se měřičem zkreslení nebo analyzátorem spektra změří činitel nelineárního zkreslení nebo výstupní napětí jednotlivých harmonických měřicího signálu. Při použití analyzátoru spektra činitel harmonického zkreslení K_g, který je roven odmocnině podílu součtu čtverců napětí všech harmonických ku součtu čtverců základního a harmonických kmitočtů, násobené 100.

Měření činitele intermodulačního zkreslení – měří se podle obr. 27. Při vypnutém generátoru 2 se nastaví napětí zdroje signálu na vstupu zesilovače z generátoru 1 tak, aby odpovídala 0,8 jmenovité velikosti. Potom při



Obr. 27. Měření činitele intermodulačního zkreslení; 1, 2 – generátory, 3 – obvod pro sčítání signálů, 4, 7 – elektronické voltmetry, 5 – přizpůsobovací článek, 6 – měřený zesilovač, 8 – analyzátor spektra

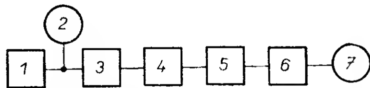
vypnutém napětí generátoru 1 se nastaví generátorem 2 napětí zdroje signálu na vstupu zesilovače na 0,2 jmenovité velikosti. Polohy regulátoru úrovně obou generátorů se nemění a na vstup zesilovače se přivádějí zadaná napětí o kmitočtech f_1 a f_2. Kmitočet f_2 volíme v rozsahu od $6f_1$ do horního mezního kmitočtu přenášených signálů. Analyzátorem spektra se změní výstupní napětí při těchto kombinačních kmitočtech: $f_2 + f_1$, $f_2 - f_1$, $f_2 - 2f_1$, $f_2 - 3f_1$, $f_2 - 3f_1$... Výsledkem měření je činitel intermodulačního zkreslení

K_{im} v [%] vypočítaný z rovnice

$$K_{im} = \frac{\sqrt{(U_{f2+f1} + U_{f2-f1})^2 + (U_{f2+2f1} + U_{f2-2f1})^2 + (U_{f2+3f1} + U_{f2-3f1})^2}}{U_{f2}} \cdot 100,$$

kde U_{f2}, U_{f2+f1} atd. jsou výstupní napětí signálů kmitočtů f_2, $f_2 + f_1$ atd. Kmitočet f_1 se doporučuje volit 71 Hz a f_2 5 kHz.

Měření odstupu signálu od šumu nf zesilovače – měří se v zapojení podle obr. 28. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generátoru přivede jmenovité vstupní napětí, tj. napětí, které odpovídá citlivosti pro daný vstup. Regulátorem hlasitosti se na výstupu zesilovače nastaví napětí odpovídající jme-



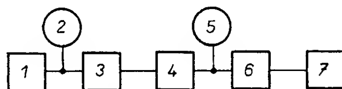
Obr. 28. Měření odstupu signálu od šumu; 1 – generátor, 2, 7 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5 – náhradní zátěž, 6 – měřicí zesilovač

novitému výstupnímu výkonu. Dále od vstupu odpojíme generátor s přizpůsobovacím článkem a měřený vstup přemostíme náhradní zátěží a změříme šumové napětí na výstupu. Výsledkem je odstup $N_š$ (v dB) signálu od šumu, vypočítaný z rovnice

$$N_š = 20 \log \frac{U_{výst}}{U_š},$$

kde $U_{výst}$ je výstupní napětí při jmenovitém výkonu a $U_š$ je šumové napětí. Měření opakujeme pro $0{,}01 P_{jm}$, minimálně však pro 100 mW.

Metoda měření odstupu signálu od brumu – měří se v zapojení podle obr. 29. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generáto-



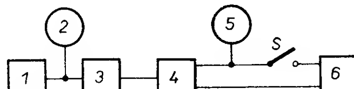
Obr. 29. Měření odstupu signálu od brumu; 1 – generátor, 2, 5 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 6 – náhradní zátěž, 7 – analyzátor spektra

ru přivede vstupní napětí odpovídající jmenovité citlivosti a regulátorem hlasitosti se na výstupu nastaví napětí úměrné jmenovitému výkonu. Poté se generátor odpojí od vstupu měřeného kanálu zesilovače a zapojí se přizpůsobovací článek. Změříme výstupní napětí na kmitočtech 50, 100 a 150 Hz analyzátorem spektra. Měření zopakujeme při maximálním zdůraznění hloubek. Výsledkem měření je odstup signálu od brumu N_f v dB, vypočítaný z rovnice

$$N_f = 20 \log \frac{U_{výst}}{\sqrt{U_{50}^2 + U_{100}^2 + U_{150}^2}},$$

kde $U_{výst}$ je výstupní napětí pro jmenovitý výkon a U_{50}, U_{100} a U_{150} napětí složek brumu při kmitočtech 50, 100 a 150 Hz.

Měření přípustné úrovně vstupního napětí – měří se v zapojení podle obr. 28. Na vstup měřeného kanálu nf zesilovače se přivede z generátoru napětí úměrné jmenovitému výstupnímu výkonu a měří se činitel nelineárního zkreslení analyzátorem spektra. Potom zvětšíme vstupní napětí a regulátorem hlasitosti nastavíme výstupní napětí, které odpovídá výstupnímu výkonu o 10 dB men-



Obr. 30. Měření činitele tlumení; 1 – generátor, 2, 5 – elektronické voltmetry, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 6 – náhradní zátěž

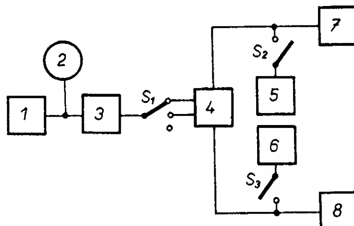
šímu než je jmenovitý výkon a změříme činitel nelineárního zkreslení. Měření opakujeme do té doby, dokud činitel nelineárního zkreslení nedosáhne hodnoty předepsané v TP výrobku. Výsledkem měření je napětí zdroje signálu, při kterém činitel nelineárního zkreslení je roven zadanému při poloze regulátoru hlasitosti, při níž bude výstupní výkon o 10 dB menší než je výkon jmenovitý.

Měření činitele tlumení – měří se podle obr. 30. Na vstup měřeného kanálu zesilovače se z generátoru přivádí napětí úměrné jmenovitému výstupnímu výkonu na náhradní zátěži. Zátěž odpojíme a při stejném vstupním napětí změříme výstupní napětí naprázdno. Činitel tlumení se měří na několika kmitočtech daného kmitočtového pásma. Výsledkem měření je činitel tlumení K_d v %, vypočítaný ze vztahu

$$K_d = \frac{U_{npz} - U_{výst}}{U_{výst}} \cdot 100,$$

kde U_{npz} je výstupní napětí naprázdno a $U_{výst}$ je výstupní napětí pro jmenovitý výkon.

Měření absence kmitání – měří se v zapojení podle obr. 31. Měří se jak při připojené, tak odpojené zátěži pro každý vstup zesilovače. Na výstupu zesilovače se osciloskopem kontroluje přítomnost vf kmitů (nad 20 kHz)



Obr. 31. Měření absence kmitání; 1 – generátor, 2 – elektronický voltmetr, 3 – přizpůsobovací článek, 4 – měřený zesilovač, 5, 6 – reproduktory, 7, 8 – osciloskopy

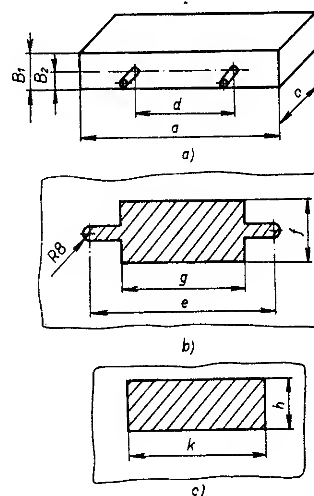
při různých polohách ovládacích prvků. V případě potřeby je možné paralelně k osciloskopu připojit selektivní voltmetr. Výsledkem měření je údaj o nepřítomnosti nebo přítomnosti kmitání při jakékoli poloze ovládacích prvků.

Při měřeních se používají třetinooktávové filtry, jejichž kmitočtový průběh je v tab. 2. Filtry vzhledem ke strmosti je nutné řešit jako filtry *LC*. Někdy se pro měření používá i psofometrický filtr, jehož zapojení je na obr. 32.

Z ukázek měření vidíme, že při vývoji přijímačů je nutný značný počet měření. Při kontrole parametrů však postačí měřit jen parametry uvedené v jakostní normě ČSN 36 7303.

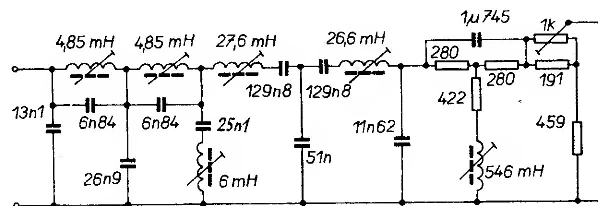
Doporučené rozměry pro autopřijímače

Aby bylo možné vestavět autopřijímač do palubní desky, byla v rámci RVHP přijata norma, v níž jsou uvedeny rozměry autopřijímače, otvory pro jeho vestavění pod panel a do panelu. Na obr. 33a a v tab. 3 jsou rozměry autopřijímače, na obr. 33b a v tab. 4 jsou rozměry otvoru v tvrdé části palubní desky pro upevnění autopřijímače na panel zezadu a na obr. 42 a v tab. 5 jsou rozměry otvoru v tvrdé části panelu pro upevnění autopřijímače na panel zepředu.



Obr. 33. Rozměry autopřijímačů

Obr. 32. Zapojení psofometrického filtru



Tab. 2. Kmitočtový průběh třetinooktávových filtrů

Filtr pro kmitočet	Kmitočet Hz										
50 Hz	–	12,5	40	45	48	50	53	56	64	200	400
100 Hz	12,5	25	80	90	95	100	106	112	125	400	800
150 Hz	18,5	37,5	109	133,6	141,6	150	158,9	168	189	300	1200
1000 Hz	125	250	800	900	950	1000	1060	1120	1250	4000	8000
Útlum	+60	+50	+13	−0,5 +6	0 +1		−0,5	−0,5 +1	+13 +6	+50	+60

K uvedeným útlumům v dB je nutné připočítat základní útlum filtru.

Tab. 3. Rozměry autopřijímačů [mm]

Provedení	a_{max}	B_{1max}	B_{2max}	C_{max}	d
miniaturní	108	40	neurč.	160	neurč.
normální	190	55	od $0{,}5B_2$	170	od 130
velké	215	70	od $0{,}6B_2$	200	od 140

Tab. 4. Rozměry otvoru v palubní desce [mm]

Provedení	e	f_{max}	g
normální	od 130	42	108
velké	od 140	50	−2

Tab. 5. Rozměry otvoru v palubní desce [mm]

Provedení	h_{min}	K_{min}
miniaturní	42	110
normální	57	192
velké	72	217

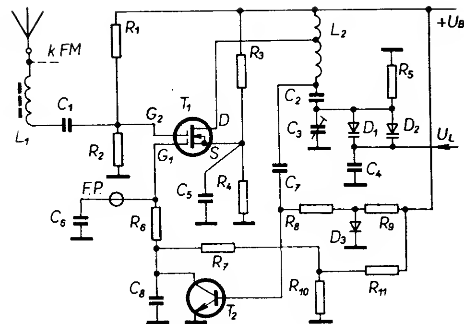
Obvodové řešení autopřijímačů

Při řešení obvodů autopřijímače vycházíme z blokového zapojení na obr. 34. Signál přijímaný autoanténou je podle zvoleného rozsahu zpracováván buď částí přijímače FM nebo při DV, SV, KV částí přijímače AM. Při příjmu na rozsazích VKV je signál z antény veden do vstupní jednotky VKV, v níž se smísí se signálem místního oscilátoru na mezifrekvenční signál, který je detekován detektorem FM a při monofonním příjmu veden do společného nf zesilovače. Při stereofonním příjmu je detekovaný signál FM veden do stereofonního dekodéru. Někdy bývá před stereofonním dekodérem zařazen obvod pro vyklíčování poruch a dekodér dopravního rozhlasu ARI. Na rozsazích AM je anténní signál přiveden přes vstupní obvod na vstup vf zesilovače nebo na směšovač AM, v němž se smísí se signálem oscilátoru a vytváří se mf signál, který je po zesílení a detekci veden přes přepínač vstupů nf zesilovače do společného nf zesilovače.

Vzhledem k tomu, že autopřijímač je zařízení, u něhož se ve značné míře za jízdy mění úroveň vstupního signálu, je u něj třeba věnovat náležitou pozornost zpracování maximálního vstupního signálu, selektivitě a automatickému řízení zesílení ve vstupních obvodech. Proto je při návrhu autopřijímače zvláštní pozornost věnována vstupním obvodům. Předpokládejme, že nejmenší vstupní úroveň v pásmech VKV je 1 μV a v pásmech AM 10 μV a nežádoucí signál má úroveň 10 V – zpracování takových signálů je značným technickým problémem. Rovněž i zpracování signálu o úrovni 10 V je technicky velmi obtížné. Úrovně kolem 10 V se vyskytují v blízkosti vysílačů s výkonem asi 2 MW. Je až ku podivu, že napětí indukované na anténě, které v tomto případě může být větší než 10 V, nepoškodí přijímač. Při těchto podmínkách jsme oprávněni mluvit o nežádoucím příjmu křížové modulace a intermodulace. Je pravdou, že dobrou selektivitou vstupních obvodů s lineárními prvky lze oba případy nežádoucích příjmů podstatně omezit, ale při aplikaci varikapů v laděných obvodech díky nelineární ladicí charakteristice varikapu se při velkých vf vstupních napětích posouvá rezonance laděných obvodů směrem k nižším kmitočtům, což se projeví velkým nelineárním zkreslením signálu. Proto je nutné volit taková zapojení, v nichž nelze na obvod laděný varikapem přivést velké vf napětí. Toho lze například dosáhnout zapojením širokopásmového zesilovače s automatickou regulací zisku před vstupní obvody, nebo použitím tranzistoru jako proměnného rezistoru na vstupu přijímače. Řízení zisku je odvozeno z vf signálu, odebíraného za vstupními obvody, který se zesílí v jedno nebo dvoustupňovém vf širokopásmovém zesilovači, usměrní detektorem a přivede na řídicí vstup řízeného zesilovače. I když toto zapojení je kompromisem při řešení uvedených problémů, má oproti tradičnímu klasickému zapojení výhodu v tom, že se jím dosáhne značně lepší odolnosti proti křížovým a intermodulačním signálům. Kvalita zapojení je závislá na volbě a výběru řízeného stupně s ohledem na uvedené požadavky v celém rozsahu řízení. Pro tyto aplikace je vhodný tranzistor KF910, a to jak pro VKV, tak i pro DV, SV a KV. Jeho regulační rozsah je asi 40 dB.

Zapojení aperiodického zesilovače AM s obvodem AVC je na obr. 35 a zapojení s tranzistorem jako proměnným rezistorem na obr. 36. V zapojení na obr. 35 je vstupní signál přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_2T_1, jejíž předpětí je nastaveno rezistory R_1, R_2. Na odbočku laděného obvodu $L_2C_2C_3D_1D_2$ je připojen kolektor (elekroda D) T_1. Kondenzátor C_2 odděluje stejnosměrné napětí kolektoru T_1 od varikapů D_1, D_2. Kondenzátorem C_4 je blokováno vf napětí na varikapech. Děličem R_3R_4 je nastaveno napětí na emitoru (elektroda S) T_1 tak, aby se T_1 při uzavření nezničil. Přes kondenzátor C_7 je část vf signálu přivedena do báze detektoru T_2. Základní ss napětí na bázi T_2 je nastaveno děličem R_9D_3 a přivádí se přes R_8 na bázi T_2. Detekované vf napětí je po filtraci kondenzátorem C_8 přes R_6 přivedeno na G_1 tranzistoru T_1, která je blokována kondenzátorem kondenzátorem C_6; C_6 má na jednom přívodu navlečenou feritovou perlu FP. Základní napětí na G_1 tranzistoru T_1 je nastaveno děličem $R_{11}R_{10}$ a přes R_7 přivedeno i do kolektoru T_2. Maximální mezivrcholové napětí signálu na varikapech může být 800 mV.

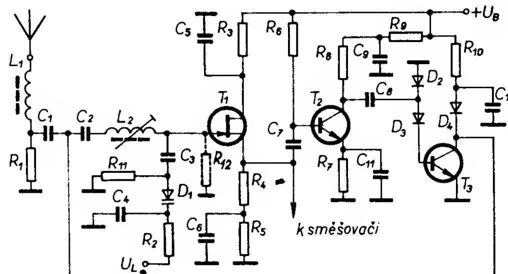
Na obr. 36 je zapojení vstupního obvodu s regulací zisku proměnným rezistorem. Signál z antény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátory C_1C_2 přiveden na laděný obvod $L_2C_3D_1$. Kondenzátor C_3 odděluje varikap D_1 stejnosměrně od cívky. Dále je signál veden do emitorového sledovače T_1 a dále pak ke směšovači. Tranzistor T_1 má velkou vstupní impedanci, takže není třeba na cívce L_2 dělat odbočku ani vazební vinutí.



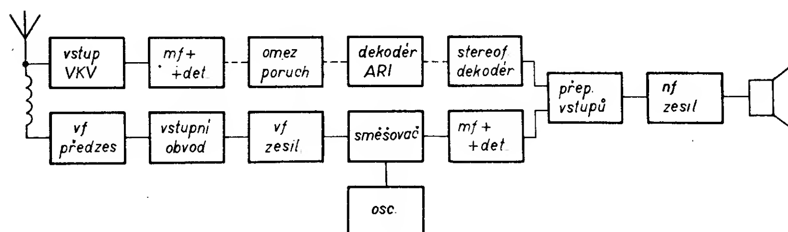
Obr. 35. Regulace zisku s MOSFET

Část vf napětí je vedena přes C_7 do báze T_2, z jehož kolektoru je zesílený signál přes C_8 veden do zdvojovače napětí, který jej usměrní a řídí ss napětím proměnný rezistor T_3. Základní napětí na kolektoru T_3 je nastaveno $R_{10}D_4$. Aby vf napětí nepronikalo do napájení, je mezi R_{10} a D_4 zapojen blokovací kondenzátor C_{10}.

Jak již bylo uvedeno, na selektivitu přijímače mají velký vliv vstupní obvody, tzn. jejich konstrukční provedení. Pro ladění vstupních obvodů se používají ladicí kondenzátory, ladicí cívky – variometry a varikapy. Použití ladicích kondenzátorů v autopřijímači není z konstrukčního hlediska výhodné, neboť zaujímají poměrně značný prostor a jsou náchylné k mikrofoničnosti. Než se začaly používat varikapy (ve větší míře), hlavním ladicím prvkem byly variometry. Z hlediska zrcadlové selektivity to však nebylo vhodné řešení pro autopřijímač vyšší jakostní skupiny. Důkazem pro toto tvrzení je tato úvaha (pro střední kmitočet SV, tj. 1 MHz): dosáhneme-li jakosti laděného obvodu $Q = 100$, pak šířka propustného pásma $B = 10$ kHz a útlum zrcadlového signálu je asi 42,8 dB. To je ovšem krajní teoretická možnost, avšak $B = 10$ kHz je nevhodná pro tříbodový souběh, s nímž počítáme v rozsahu DV a SV. Zmenšíme-li jakost obvodu na ještě přípustnou mez, $Q = 60$ (s ohledem na tříbodový souběh), pak se útlum zrcadlového signálu zmenší na 38,4 dB, takže přijímač nebude vyhovovat ani druhé jakostní třídě podle tab. 1. Vytvoříme-li z variometrů dvojitý laděný pásmový obvod, zvětší se při kritické vazbě a kmitočtu 1 MHz šířka propouštěného pásma na $B = 23{,}5$ kHz při $Q = 60$ a útlum zrcadlového signálu se zvětší na 76,8 dB. Ještě pro $Q = 40$ je útlum zrcadlového signálu 63,3 dB. Pro orientaci je v tab. 6 závislost útlumu zrcadlových signálů a šířky pásma B na jakosti jednoduchých a dvojitých symetricky laděných vstupních obvodů pro pásmo SV a KV a mf kmitočet 455 kHz. Krátkovlnné obvody můžeme zhotovit ze subminiaturního mf filtru pro 10,7 MHz – hrníček JK 205 534306606 a jádro JK 205 534306307-N1;



Obr. 36. Regulace zisku s tranzistorem jako proměnným rezistorem



Obr. 34. Blokové zapojení autopřijímače

Tab. 6. Útlum zrcadlových signálů a šířka pásma vf vstupních obvodů v závislosti na Q_p pro mf kmitočet 455 kHz

f_o = 1 MHz, f_{zr} = 1,910 MHz						
Q	30	40	50	60	70	80
b_{zr1} dB	32,3	34,9	36,4	39,3	40,9	
B_1 kHz	33,3	25	20	16,6	14,2	12,5
b_{zr2} dB	58,7	63,6	67,5	76,8	73,4	76,0
B_2 kHz	47,1	35,3	28,2	23,5	20,2	17,6

f_o = 11,8 MHz, f_{zr} = 12,71 MHz							
Q	20	25	30	35	40	50	55
b_{zr1} dB	9,4	11,4	12,9	14,3	15,4	17,4	18,2
B_1 kHz	590	472	393	337	295	236	214
b_{zr2} dB	12,9	16,7	19,9	22,6	24,9	28,8	30,4
B_2 kHz	834	667	556	476	417	333	303

f_o je přijimaný kmitočet, f_{zr} je zrcadlový kmitočet, Q je jakost obvodu, b_{zr1} je útlum zrcadlového signálu u jednoduchého obvodu, b_{zr2} je útlum zrcadlového signálu u dvojitého laděného obvodu, B_1 je šířka pásma jednoduchého obvodu, B_2 je šířka pásma dvojitého obvodu.

pro vstupní obvody DV a SV použijeme hrníček JK 205 534306601 a jádro JK 205 534306602 z Prametu Šumperk.

Použijí-li se místo variometrů k ladění varikapy, musíme počítat se zhoršením provozního činitele jakosti laděného obvodu, které je způsobeno konečnou velikostí sériového odporu r_s varikapu. Pro přeladění pásma VKV I a VKV II v jednom rozsahu bude možné použít dvojice varikapů KB205 a KB109. Výhodnější, vzhledem k větší počáteční kapacitě, jsou varikapy KB109. V rozsahu DV, SV a KV lze použít v současné době tři typy varikapu, KB113, KB313 a KB413. Parametry varikapu KB313 a KB413 jsou v tab. 7. Zhoršení vlastností

Tab. 7. Parametry varikapů pro AM

Typ	I_R při U_R		C_D při U_R		r_s při C_D	
	nA	V	pF	V	Ω	pF
KB113	50	32	230 až 280 13	1 30	4	200
KB313	50	12	440 až 530 17 až 29	1 8,5	2,5	485
KB413	50	32	345 až 410 10 až 20	1 30	2	345

Kapacity měřeny při 1 MHz a sériový odpor při 0,5 MHz.

laděného obvodu se projeví především při maximální ladicí kapacitě varikapů, kdy se nejvíce transformuje sériový odpor varikapů do laděného obvodu. Provozní činitel laděného obvodu se vlivem sériového odporu varikapu r_s zmenší na $Q_p = \dfrac{Q_0}{1 + Q_0\omega_0 C_D r_s}$,

kde Q_p je provozní jakost laděného obvodu; Q_0 jakost nezatížené cívky; $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 je rezonanční kmitočet); C_D je kapacita varikapu a r_s sériový odpor varikapu. Je-li r_s větší než 1, pak obvykle má na SV a DV malý vliv, uplatní se však na KV, kde jeho vliv můžeme eliminovat zmenšením kapacity sériového oddělovacího kondenzátoru. Ladicí napětí se na varikap obvykle přivádí přes sériový oddělovací rezistor, který při nesprávné volbě odporu a nevhodném zapojení může zmenšovat provozní jakost laděného obvodu. Tento sériový rezistor R_s se do obvodu transformuje jako paralelní odpor

$$R'_p = R_s\left(1 + \frac{C_s}{C_D}\right)^2,$$

kde C_s je kapacita sériového oddělovacího kondenzátoru. Vlivem R'_p se jakost

$$Q = \frac{Q_1\omega_0 C R_p}{\omega_0 C R'_p + Q_1},$$

kde Q_1 je jakost obvodu při $R_s = \infty$ a C je činná kapacita obvodu.

Z toho vyplývá, že R_s je nutné volit co největší. Na druhé straně však přes R_s teče závěrný proud varikapu. I když uvažujeme, že závěrný proud varikapu bude konstantní, není možné zanedbat teplotní závislost proudu přes R_s. Proto je pro R_s vhodné používat rezistory s malým teplotním činitelem, např. s kovovou vrstvou. Rozladění obvodu může při nelineární napěťové závislosti diodového proudu mít za následek usměrnění signálu a tak vznik dodatečného proudu, který na R_s způsobí úbytek napětí, který podstatně změní ladicí napětí. Jak již bylo uvedeno, velké napětí signálu způsobuje, že je signál na varikapu usměrněn a způsobí dodatečné rozladění. Proto musíme dbát na to, aby na varikapu nebylo větší efektivní napětí signálu než 200 mV. Obvyklý rozsah ladicích napětí varikapů je 0 až 30 V (kromě KB313), u něhož U_L = 0 až 8,5 V). U autopřijímačů je k dispozici z autobaterie obvykle 12 V, takže pro ladicí napětí 30 V je nutné použít měnič napětí. Tyto zdroje ladicího napětí musí mít dobře stabilizované výstupní napětí a minimální zvlnění. Zdrojem ladicího napětí bývá v autopřijímačích obvykle měnič napětí pracující na kmitočtu asi 30 kHz (pravoúhlý průběh). Vyšší harmonické kmitočty těchto zdrojů mohou pronikat do vstupních obvodů přijímačů a tvoří s přijímanými signály akustické záznějе v rozsahu DV, SV a KV. Odstranění těchto záznějů vyžaduje důkladné elektrické a magnetické stínění měniče, čímž se komplikuje konstrukční řešení přijímače. Při použití varikapů s ladicím napětím 1 až 8 V uvedené problémy nevznikají.

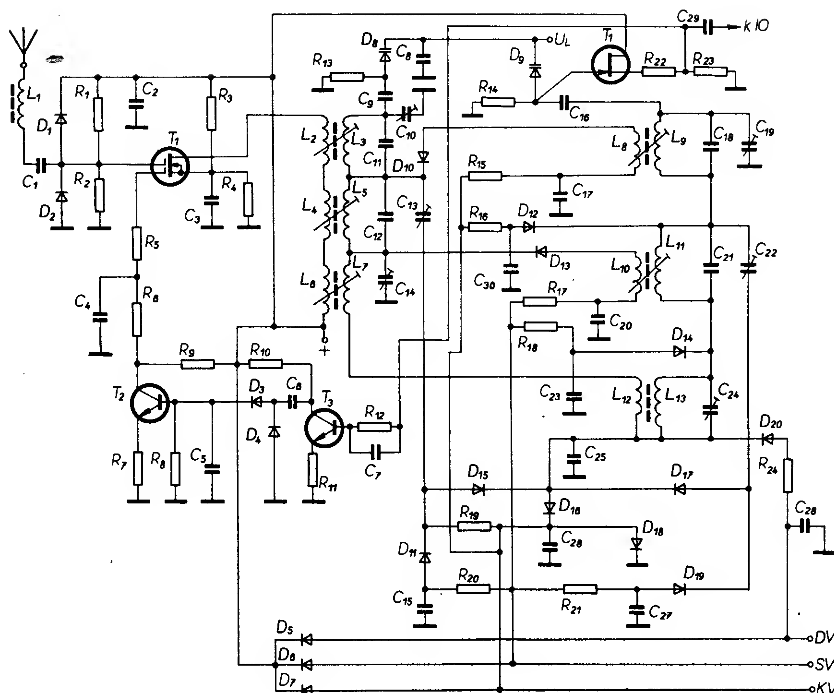
Má-li přijímač více než jeden vlnový rozsah, je nutné k přepínání rozsahů použít mechanický nebo elektrický přepínač rozsahů. Z mechanických přepínačů to bývají obvykle tlačítkové přepínače Isostat nebo méně často přepínače otočné. Snaha o bezporuchové přepínání rozsahů vede k použití elektronického spínače s diodami nebo tranzistory. Pro rozsahy AM se jako nejvýhodnější ukázala dioda KA261, jejíž odpor v sepnutém stavu při proudu diodou 5 mA je v pásmu SV asi 2,5 až 3 Ω, v pásmu KV 1 až 1,5 Ω. Při návrhu laděných obvodů se musí s těmito odpory počítat, neboť stejně jako sériové odpory varikapů zmenšují jakost laděného obvodu. Při použití pásmové propusti lze splnit požadavky na přijímač první jakostní třídy z hlediska selektivity i potlačení zrcadlových kmitočtů na všech rozsazích. Tak např. v rozsahu KV na kmitočtu 11,8 MHz lze při provozní jakosti Q_p = 53,5 potlačit zrcadlové signály o 30 dB.

Pokud chceme ušetřit proud pro spínané obvody, použijeme v nich tranzistory KC238, které splňují stejně jako diody požadavky na spínání při vf signálech.

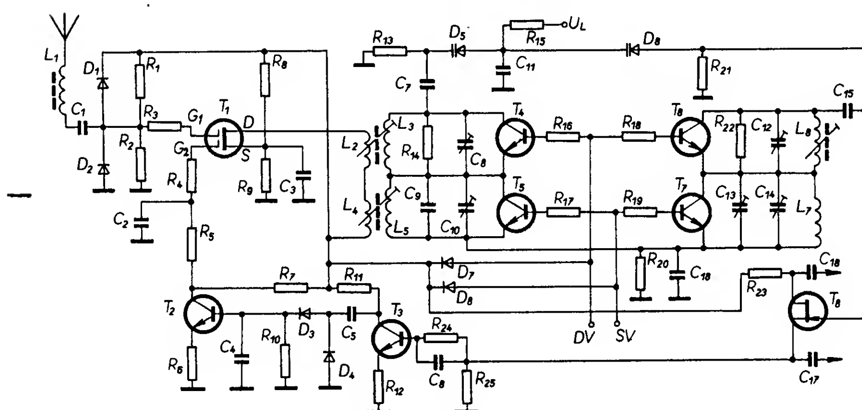
Jak již bylo uvedeno, aby při velkých vstupních signálech nevznikala na varikapech křížová modulace a neposouval se naladěný kmitočet, zapojuje se před vstupní obvod aperiodický zesilovač s velkou vstupní impedancí a rozsahem regulace AVC alespoň 40 dB. Těmto podmínkám vyhovuje MOSFET KF910, který má rozsah AVC asi 40 dB a „intermodulační" odolnost asi 50 až 60 dB. K výstupu vstupního obvodu je obvykle připojen speciální IO s malou vstupní impedancí a symetrickým vstupem (A244D, TDA 1046 nebo A4100D). Vzhledem k jejich malé vstupní impedanci je však nutné impedančně přizpůsobit výstup vstupního obvodu (buď vazebním vinutím nebo emitorovým sledovačem). Při použití vazebního vinutí se vstupní impedance IO transformuje do vstupního laděného obvodu a zhoršuje jeho provozní činitel jakosti Q_p. Proto se používá většinou emitorový sledovač s tranzistorem FET nebo MOSFET. K tomuto účelu je nejvhodnější FET BF245 (PLR, MLR), který může být zapojen i jako invertor s výstupním děličem napětí pro symetrický vstup IO. Použije-li se KF910, který má malou výstupní impedanci (asi 1 kΩ v rozsazích DV, SV a KV) musí být vstupní obvod připojen na odbočku cívky nebo přes vazební vinutí.

Na obr. 37 je vstupní obvod s pásmovou propustí pro DV, SV a KV, přepínaný diodami. Vstupní signál z autoantény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_2 tranzistoru aperiodického předzesilovače, jejíž předpětí je nastaveno děličem R_1R_2. Diody D_1D_2 omezují velké vstupní signály. Aby se tranzistor T_1 nezničil, má jeho emitor (elektroda S) pevné předpětí rezistory R_3R_4. V kolektoru (D) T_1 je zapojeno vazební vinutí primární části pásmové propusti. Při KV pracuje jako vazební vinutí L_2, při SV vinutí L_2L_4 a při DV vinutí $L_2L_4L_6$. Vazební vinutí je nutné, neboť výstupní odpor T_1 je asi 1 kΩ. Při KV se přes R_{15}, L_8D_{10} připojí primární část pásmové propusti L_3 a napětí z ní se přes vazební cívku L_8 přivede na sekundární část propusti L_9, která je vf uzemněna přes D_{12} a C_{30}. D_{12} se otevře napětím přes R_{16}. Stejnosměrně je obvod pro D_{10} uzavřen přes $L_5L_7L_{12}D_{16}D_{18}$ a pro D_{12} přes $L_{11}L_{13}D_{16}D_{18}$. Při SV jsou cívky L_2L_4, L_3L_5 a L_9L_{11} zapojeny do série a vf signál je z primární části pásmové propusti navázán přes L_{10} na sekundární. Napětím přivedeným na R_{17} se připojí vazební vinutí SV L_{10} přes D_{13} a studený konec L_{10} se vf uzemní přes C_{20} podobně jako při KV přes C_{17}. Protékajícím proudem se na $D_{16}D_{18}$ vytvoří úbytek asi 1,4 V, který uzavře nefunkční diody. Při SV se přes D_{11} a C_{15} uzemní dolaďovací kondenzátor C_{13} a přes $D_{19}C_{27}$ kondenzátor C_{22}. Při DV jsou cívky $L_2L_4L_6$, $L_3L_5L_7$, $L_9L_{11}L_{13}$ zapojeny do série a vf napětí z primární části se přenáší na sekundární přes vazební cívku L_{12}. Varikapy jsou na primární část navázány přes C_9 a na sekundární přes C_{16}. R_{13} a R_{14} uzavírají ss obvod varikapu. Jejich odpor musí být co největší, aby se nezhoršovala provozní jakost laděného obvodu. Použijí-li se jako D_8D_9 varikapy KB113, je nutné dát vždy dva paralelně, při KB413 postačí vždy jen jeden varikap.

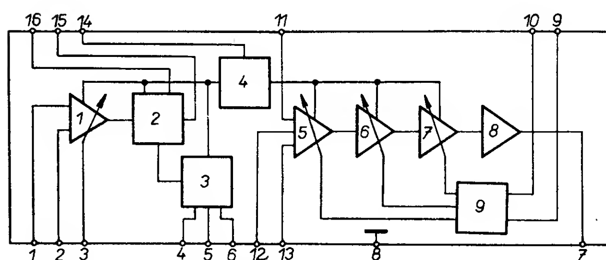
Ze sekundární části pásmové propusti je vf napětí vedeno do emitorového sledovače T_4, který má v emitoru zapojen dělený emitorový rezistor $R_{22}R_{23}$. Ze spoje těchto dvou rezistorů je vf napětí vedeno jednak na vstup vf zesilovače v IO a jednak přes C_7R_{12} do vf



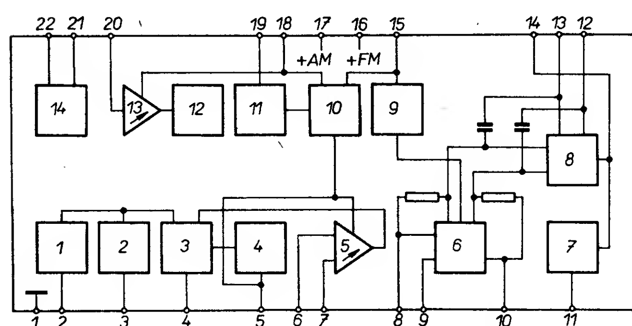
Obr. 37. Zapojení vstupní pásmové propusti pro tři rozsahy (přepínané diodami)



Obr. 38. Zapojení pásmové vstupní propusti pro dva rozsahy (přepínané diodami)



Obr. 39. Blokové schéma A244D, UL1203N



Obr. 40. Blokové schéma A4100D

zesilovače T_3, z jehož kolektoru se vf napětí vede na zdvojovač napětí. Usměrněným napětím je řízen T_2, do jehož kolektoru je přes R_5R_6 připojena G_1 tranzistoru T_1. Tímto zapojením se řídí vf zisk T_1 v rozsahu asi 40 dB. Jak je zřejmé z obr. 37, vazba na IO je nesymetrická, tzn., že jeden ze vstupů vf zesilovače v IO je třeba pro střídavé napětí uzemnit.

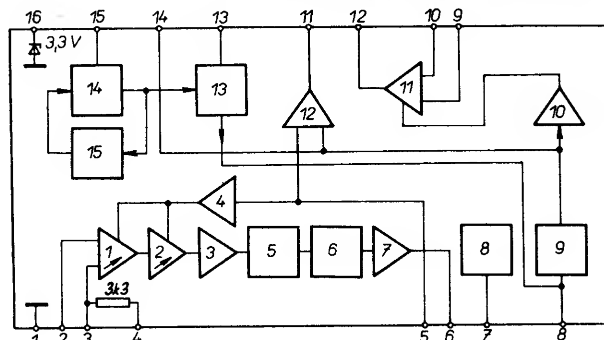
Na obr. 38 je zapojení vstupních obvodů s pásmovou propustí pro rozsah DV a SV. K přepínání rozsahů jsou použity jako spínací prvky tranzistory. VF signál je z autoantény přiveden přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 a rezistor R_3 na G_1 vf aperiodického předzesilovače T_1. Diodami D_1D_2 je omezen velký vstupní signál. Rezistory R_1 R_2 je nastaveno předpětí G_1 tranzistoru T_1, který pracuje jako regulovatelný zesilovač, u něhož je regulační napětí závislé na velikosti vf signálu, který je odebírán z emitoru T_8 přes C_6R_{24}, zesílen v T_3 a usměrněn zdvojovačem napětí D_3D_4. Usměrněným napětím je otvírán T_2, v jehož kolektoru je přes R_4 R_5 připojena G_2 tranzistoru T_1. V kolektoru (D) T_1 je zapojena vazební cívka L_2 pro SV a v sérii s ní vazební cívka L_4 primární části pásmové propusti. Při DV je sepnut T_4, který zkratuje cívku L_3, takže ve funkci zůstává cívka DV L_5, jejíž studený konec je pro střídavý proud uzemněn přes C_{18}. Tento kondenzátor zároveň zabezpečuje proudovou střídavou vazbu na sekundární obvod L_7 (proudová vazba ve studeném konci vinutí). Současně s T_4 je sepnut i T_6, který zkratuje sekundární obvod L_6 pro SV. Při SV je naopak zkratována tranzistory T_5T_7 pásmová propust L_5L_7, takže ve funkci zůstává pásmová propust SV, $L_2L_3L_6$. Na primární vinutí pásmových propustí je přes C_7 připojen varikap D_5 a na sekundární přes C_{15} varikap D_6 a invertor napětí T_8, z jehož kolektoru se odebírá přes C_{16} vf napětí na jeden vstup symetrického vf zesilovače v IO a z emitoru přes C_{17} na jeho druhý vstup. Zároveň se z emitoru T_8 odebírá vf napětí pro obvod automatického vyrovnání citlivosti (zisku).

Integrované obvody pro AM (FM)

Jak jsme již uvedli, za vstupními obvody bývá zapojen speciální integrovaný obvod. V RVHP jsou pro tento účel vyráběny IO A244D, A4100D, TDA1046 a UL1220M, UL1203N, UL1204N.

Vnitřní blokové zapojení IO A244D, UL1203N je na obr. 39, IO A4100D na obr. 40, IO TDA1046, UL1204N na obr. 41 a IO UL1220N na obr. 42. IO A244D, UL1203N je sestaven z těchto funkčních bloků: *1* – řízený vysokofrekvenční zesilovač, *2* – směšovač, *3* – oscilátor, *4* – stabilizátor napájecího napětí, *5* a *6* a *7* – řízené mf zesilovače, *8* – neřízený mf zesilovač, *9* – zesilovač AVC a výstup pro indikátor síly pole.

Na obr. 40 je blokové schéma IO pro přijímač AM, FM s detektorem FM a obvo-



Obr. 41. Blokové schéma TDA1046, UL1204N

dem ADK. IO je tvořen těmito funkčními bloky: *1* – oscilátor AM se stabilizátorem oscilačního napětí, *2* – oddělovací stupeň oscilátoru pro připojení digitální stupnice, *3* – směšovač AM, *4* – usměrňovač napětí AVC, *5* – vf předzesilovač AM, *6* – zesilovač FM a omezovač, *7* – obvod ADK, *8* – detektor FM, *9* – součtový obvod indikátoru síly pole při AM a FM, *10* – regulační zesilovač AVC při AM, *11* – třístupňová aktivní dolní propust s $f = 5$ kHz, *12* – detektor AM, *13* – regulovatelný mf zesilovač AM, *14* – stabilizátor napájecího napětí.

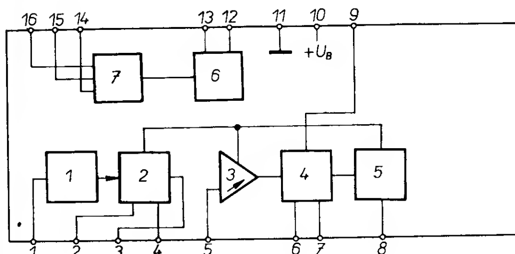
Na obr. 41 je zapojení IO TDA1046 (RSR) a UL1204N (PLR) s těmito funkčními bloky: *1, 2* – regulovatelný mf zesilovač, *3* – neregulovatelný mf zesilovač, *4* – regulační zesilovač pro mf zesilovač, *5* – detektor, *6* – dolní propust do 5 kHz, *7* – předzesilovač nf, *8* – stabilizátor napětí, *9* – detektor vf napětí pro regulační zesilovače, *10* – regulační zesilovač pro vf předzesilovač, *11* – vf předzesilovač, *12* – zesilovač indikátoru síly pole, *13* – směšovač, *14* – oscilátor, *15* – stabilizátor amplitudy oscilačního napětí.

Na obr. 42 je blokové zapojení UL1220N (PLR), který představuje kombinovaný jednoduchý obvod pro AM a FM. V IO jsou funkční bloky: *1* – oscilátor AM, *2* – vf předzesilovač a směšovač AM, *3* – regulovaný mf zesilovač AM, *4* – detektor AM, *5* – zesilovač AVC, *6* – detektor FM, *7* – mf zesilovač FM a omezovač.

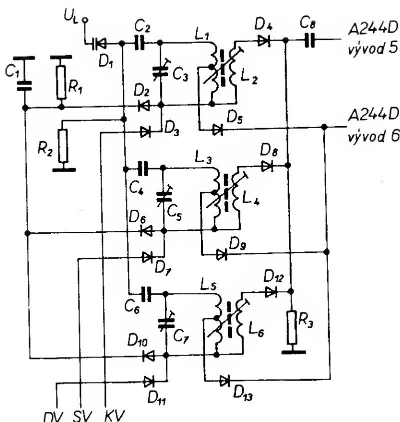
V tab. 8 jsou hlavní parametry uvedených integrovaných obvodů. Obvody můžeme rozdělit do skupin podle několika hledisek – oddělený vf zesilovač od směšovače mají IO TDA1046, UL1204N; neoddělený vf předzesilovač mají IO A244D, UL1203N, A4100D a UL1220N. Dalším hlediskem je způsob připojení oscilačního obvodu a regulovatelný oscilátor. U IO A244D, UL1203N a UL1220N se obvod oscilátoru připojuje vazebním vinutím, kdežto u A4100D, TDA1046 a UL1204 je oscilátor zapojen tak, že je možné použít laděný obvod bez odboček a vazebního vinutí a oscilační napětí reguluje IO. Tyto obvody jsou výhodné při použití varikapu jako ladicího prvku. Posledním hlediskem pro použití IO je hledisko nutnosti připojit detekční obvod. Detekční obvod je nutné připojit k A244D, UL1203N a k UL1220N. Ostatní uvedené obvody mají detektor vnitřní, který je doplněn dolní propustí do 5 kHz.

Jak jsme již uvedli, IO TDA1046 a UL1204N mají oddělený vf předzesilovač, takže je možné zapojit mezi předzesilovač a směšovač laděný vf obvod. Toho se však v praxi málo využívá, neboť podstatně lepších výsledků pokud jde o selektivitu lze dosáhnout použitím pásmové laděné vstupní propusti.

U superhetů je pro příjem vysílačů třeba místní oscilátor, jehož signál spolu se vstupním signálem vytváří ve směšovači mezifrekvenční signál. Na obr. 43 až 46 je zapojení několika typů obvodu oscilátoru buď pro tři nebo dvě rozhlasová pásma;

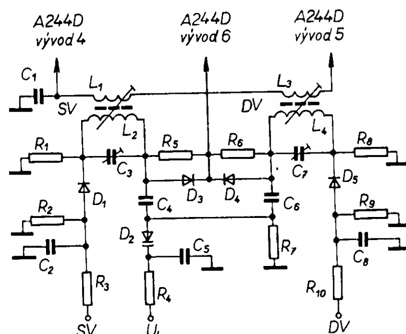


Obr. 42. Blokové schéma UL1220N



Obr. 43. Zapojení oscilátoru pro tři vlnové rozsahy a A244D

obvody se přepínají diodami a jsou laděny varikapem. Jakost obvodů by měla být co největší, aby oscilátor nevysazoval. Z obrázků je zřejmé, že součástí oscilačního obvodu je cívka, dolaďovací kondenzátor, obvykle zapojený paralelně k cívce, souběhový (padingový) kondenzátor, varikap a spínací diody. Podle zapojení oscilátoru má cívka buď vazební vinutí a někdy i odbočku (obr. 43, 44), nebo je zhotovena jako jednoduchá (obr. 45, 46). Činitel jakosti cívky je rozhodujícím činitelem pro jakost celého laděného obvodu. Jakost obvodu zhoršují jednak varikapy a jednak diody použité pro spínání jednotlivých rozsahů. Zhoršení jakosti varikapem není tak podstatné, protože do série s ním bývá zapojen obvykle souběhový kondenzátor, jehož jakost je dána použitým materiálem. Pro souběhové kondenzátory používáme obvykle kondenzátory keramické, fóliové nebo slídové. Volbou materiálu můžeme kompenzovat částečně teplotní činitel



Obr. 44. Oscilátor pro dva rozsahy a A244D

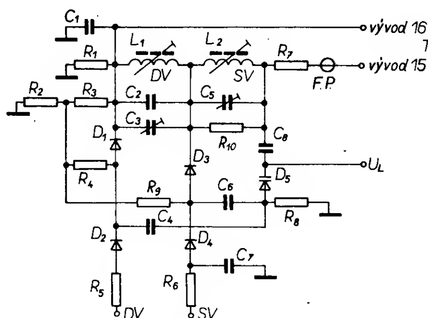
cívky a paralelního dolaďovacího kondenzátoru, případně i spínacích diod.

Spínací diody rozsahů mají stejný vliv na jakost oscilačního obvodu jako na obvod vstupní a jejich sériový odpor se transformuje do oscilačního obvodu. Dolaďovací kondenzátor může být sestaven z pevného a z proměnného kondenzátoru (kapacitního trimru). Volbou materiálu dolaďovacího kondenzátoru lze kompenzovat teplotní součinitel laděného obvodu a to tak, aby kmitočet oscilátoru co nejméně závisel na teplotě. Zejména u autopřijímačů, u nichž se předpokládá velký rozsah provozních teplot, je nutné této otázce věnovat náležitou pozornost. Abychom dosáhli co nejlepšího souběhu po celém rozsahu, musíme věnovat náležitou pozornost i volbě kapacity souběhového kondenzátoru.

Na obr. 43 je zapojení obvodu oscilátoru DV, KV a SV, vhodného pro připojení k IO A244D, UL1203N a UL1220N. Ve funkci je vždy jen jeden z laděných obvodů, příslušející oscilátoru daného vlnového rozsahu. Vzhledem k tomu, že poměr přeladění je menší než u obvodů vstupních, postačí při použití KB113 jen jeden varikap. Při výpočtu souběhu je však nutné dosazovat do vzorců pro výpočet jen kapacitu varikapu použitého v oscilačním obvodu při daných ladicích napětích, která odpovídají kmitočtům souběhu. Tyto kapacity je nutné zjistit z charakteristik. Při DV se napětím přivedeným na vývod DV sepnou D_{11}, D_{10}, které vf přes C_1 uzemní studený konec cívky L_5L_6 a úbytkem napětí na R_1 se uzavřou diody D_2D_6 a tak odpojí obvody L_1 a L_3 od varikapu D_1. Stejným napětím se sepnou diody D_{12} a D_{13}. Otevřenou diodou D_{13} se odbočka cívky L_5 připojí na vývod *6* A244D a uzavřou se diody D_5D_9. Vazební vinutí L_6 se k vývodu *5* A244D připojí přes diodu D_{12} a kondenzátor C_8. Proudem přes R_3 se vytvoří na R_3 úbytek napětí, který uzavře diody D_4 a D_8 a tak odpojí vazební vinutí L_2 a L_4. Při přepnutí na rozsah SV protéká diodou D_7 proud do diod D_6D_8 a D_9. Úbytkem napětí na R_1 se uzavřou diody D_2 a D_{10} a přes diodu D_6 se vf uzemní cívka L_3. Z její odbočky se přes D_9 přivádí napětí na vývod *6* A244D a uzavírají se diody D_5 a D_{13}. Vazební vinutí L_4 se k IO připojí před D_8 a úbytkem napětí na R_3 se uzavřou D_4 a D_{12}. Na rozsahu KV se napětím na vývodu KV přes D_3 sepnou diody $D_2D_4D_5$. Přes D_2 se uzemní cívka L_1 a L_2 přes C_1. Úbytkem napětí na R_1 se uzavřou D_6 a D_{10}. Přes D_5 se připojí napájecí napětí na vývod *6* IO a uzavřou se D_9D_{13}. Přes D_4 se připojí zpětnovazební vinutí L_2 k IO a úbytkem na R_3 se uzavřou D_8 a D_{12}, takže obvody DV a SV jsou odpojeny od IO. Rezistorem R_2 se uza-

Tab. 8. Přehled hlavních parametrů IO pro mf zesilovač AM (FM)

Typ Parametr	A244D UL1203N	A4100D	TDA1046 UL1204N	ULA1220N
Napájecí napětí V	4,5 až 15	4,5 až 15	8 až 18	4 až 16
f_{vst} MHz	0 až 50	0,1 až 30	0 až 30	0 až 30
f_{osc} MHz	0 až 50,5	0,5 až 30	0,5 až 31	0 až 30
f_{mf} MHz	0 až 2	0,2 až 0,7	0,2 až 1	0,2 až 1
Napájecí proud/ /napájecí napětí V	10,5/9	12/10	20/10	9/9
Rozsah AVC dB pro změnu $U_{výst} = 6$ dB	65	70	85	60
U_{vst} μV pro s + š/š = 26 dB	7	15	14	25
$U_{výst}$ mV pro $U_{vst} = 1$ mV a $m = 0,3$	100	60	300	80
$Z_{vst\ vf}$ kΩ/pF sym. vstup	4,5/1,5	2,2/1,5	4/5	
nesym. vstup	2,2/1,5	2	2,5	
$Z_{výst}$ kΩ/pF	3/3	3,3	3,3/3	
$Z_{výst}$ kΩ/pF směšovače	250/4,5		100	
$Z_{vst\ mf}$ kΩ/pF	3/3	3,3	3,3/3	
$U_{výst\ ef}$ indik. síly pole pro maximální	600	2500	3000	
U_{osc} (na vývodu) V	0.2 až 0.8 (5)	0,1 (2)	0.35 (16)	



vírá stejnosměrný obvod varikapu D_1. Jeho odpor je nutné volit jako kompromis mezi maximálním zhoršením činitele jakosti laděného obvodu a potřebnou velikostí úbytku napětí způsobeného protékajícím závěrným proudem varikapu, tzn., že z hlediska zhoršení činitele jakosti obvodu by měl být co největší a z hlediska závěrného proudu varikapu co nejmenší, aby úbytek napětí na něm byl co nejmenší, prakticky nulový. Kondenzátory $C_2C_4C_6$ jsou souběhové kondenzátory a $C_3C_5C_7$ jsou dolaďovací kondenzátory. Vývod *4* A244D se v tomto zapojení uzemní vf přes kondenzátor asi 100 nF.

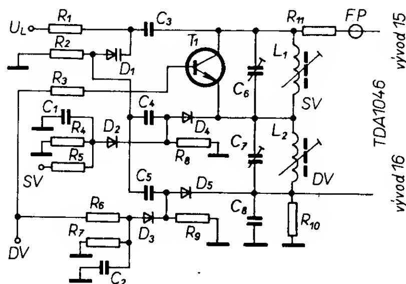
Jiná varianta zapojení oscilačního obvodu vhodného pro A244D, UL1203N a UL1220N pro dvourozsahový přijímač (DV a SV) je na obr. 44. Při připojení napětí na vývod SV se přes dělič R_2R_3 a D_1 vf uzemní přes C_2 studený konec cívky L_2 a přes D_3 se připojí napájecí napětí na vývod *6* A244D. Vazební vinutí L_1 se na vývod *5* připojí přes vazební vinutí L_3 DV. Přes souběhový kondenzátor C_4 se cívka L_2 připojí k varikapu D_2, jehož závěrný proud teče přes R_7. Napětím na vývodu *6* IO se uzavře D_4 a přes R_6L_4 se uzavírá i D_5. Při přepnutí na rozsah DV se spínací napětí přes $R_{10}R_9$ přivede na D_5 a přes C_8 se vf uzemní L_4. Živý konec se přes D_4 připojí k vývodu *6* IO a přes C_6 k varikapu. Zpětnovazební vinutí L_3 je opět v sérii se zpětnovazebním vinutím L_1 SV.

Na obr. 45 je zapojení obvodu oscilátoru pro DV a SV, který je vhodný pro IO TDA1046, UL1204N a A4100D. Tyto IO mají vestavěný regulační obvod pro stabilizaci amplitudy napětí oscilátoru, takže to je v pásmu konstantní a zajišťuje téměř konstantní citlivost v celém přijímaném pásmu. Při připojení napětí na vývod DV jsou cívky L_1 a L_2 zapojeny do série. Přes D_1 se souběhový kondenzátor C_4 připojí ke studenému konci cívky L_1 a úbytkem napětí na R_1 se uzavře D_3. Živý konec L_2 je přes C_8 připojen k varikapu D_5 a přes oddělovací rezistor R_7 a feritovou perlu FP, zabraňující nežádoucím vf zákmitům, na vývod *15* TDA1046, UL1204N, nebo vývod *2* IO A4100D. Vysokofrekvenčně je oscilační obvod uzemněn přes C_1 a studený konec cívky je připojen na vývod *16* u TDA1046, UL1204N nebo *22* u A4100D. Při SV se souběhový kondenzátor C_6 připojí do studeného konce cívky L_2 přes D_3 a úbytkem napětí na R_1 se uzavře D_1, takže L_1 pracuje v daném případě jako tlumivka.

Na obr. 46 je jiný typ oscilačního obvodu pro DV a SV, který lze použít u TDA1046, UL1204N a A4100D. Při SV napětí z vývodu SV se přes R_5 přivede napětí na D_2 a přes D_4 se souběhový kondenzátor C_4 připojí na studený konec cívky L_1. Živý konec L_1 je přes R_{11} a FP veden na vývod *15* TDA1046, UL1204N, nebo na vývod *2* A4100D. Úbytkem napětí na R_{10} se uzavře D_5 a odpojí obvod DV. Cívka L_2 pracuje v tomto případě jako tlumivka. Při sepnutí DV se napětím přes R_6 otevřou D_3 a D_5, přes D_5 se připojí souběhový kondenzátor C_5 do studeného konce L_2 a současně se sepne tranzistor T_1, který zkratuje obvod L_1C_6, takže živý konec cívky L_2 je přímo připojen přes R_{11} a FP do

Obr. 45. Oscilátor pro dva rozsahy přepínaný diodami

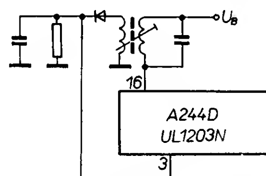
obvodu vnitřního oscilátoru. Ze studeného konce L_2 je napětí přiváděno na druhý vývod vnitřního oscilátoru (vývod *16* u TDA1046, UL1204N, nebo vývod *22* A4100D). Úbytkem napětí na R_{10} se uzavře D_4.



Obr. 46. Oscilátor pro dva rozsahy přepínaný diodami a tranzistorem

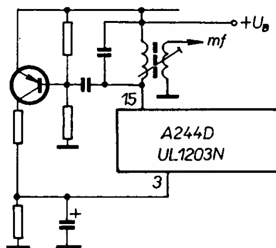
Vstupní signál je u IO z tab. 8 přiváděn do regulovaného vf zesilovače a odtud do směšovače, kam je přiváděn i signál oscilátoru, takže na výstupu směšovače je mf signál. U A244D, UL1203N je možné regulovat vf předzesilovač třemi způsoby:

- do kolektoru směšovače (vývod *16*) se zapojí laděný obvod, jehož sekundární napětí se usměrní diodou a po filtraci přivede na vývod *3* IO. Zapojení tohoto obvodu je na obr. 47;



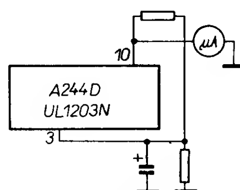
Obr. 47. Obvod AVC k regulaci zisku vf předzesilovače

- do kolektoru směšovače (vývod *15* IO), kam je připojen mf filtr, připojíme přes kondenzátor s malou kapacitou tranzistor p-n-p a jeho kolektor připojíme přes oddělovací rezistor na vývod *3* IO. Paralelní obvod *RC* na vývodu *3* určuje časovou konstantu regulace. Zapojení tohoto způsobu regulace je na obr. 48;



Obr. 48. Obvod AVC s tranzistorem

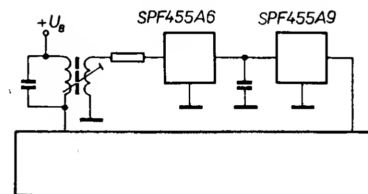
- při třetím způsobu regulace propojíme výstup indikátoru síly pole (vývod *10* IO) přes rezistor s vývodem *3* IO (obr. 49).



Obr. 49. Regulace zisku vf zesilovače z výstupu pro indikátor síly pole

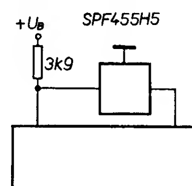
V posledních dvou případech je kolektor směšovače (vývod *16* IO) spojen přímo s napájecím napětím. U těchto IO je jako vf předzesilovač použit diferenční zesilovač, takže vstupní obvod je možné připojit buď symetricky mezi vývody *1* a *2* IO nebo nesymetricky, a to tak, že jeden z těchto vývodů vf uzemníme kondenzátorem. U A4100D, TDA1046, UL1204 a UL1220 je uvnitř IO na výstup směšovače připojen usměrňovač mf signálu, jehož výstup je veden na regulační vstup vf zesilovače. Časová konstanta regulace se nastavuje vnějším kondenzátorem, připojeným na vývod *5* u A4100D, na vývod *14* u TDA1046 a UL1204N a na vývod *8* u UL1220N.

Jak již bylo uvedeno, na výstupu směšovače je k dispozici mf signál. Mezi výstup směšovače a vstup mf zesilovače je nutné zapojit filtr soustředěné selektivity, neboť jiná možnost u uvedených IO není. Na obr. 50 je příklad zapojení filtru soustředěné selektivity (FSS) s keramickými filtry SPF455A6 a SPF455A9 z NDR. Kromě nich



Obr. 50. Filtr soustředěné selektivity s dvěma keramickými filtry

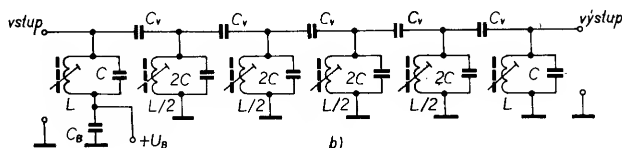
je možné v tomto zapojení použít i keramické filtry SPF455B6. Vzhledem k tomu, že impedance těchto filtrů je asi 3 kΩ a výstupní impedance směšovače 100 až 250 kΩ, je nutné mezi výstup směšovače a vstup FSS zapojit laděný obvod s vazebním vinutím s převodem asi 3 až 4:1. Výstup filtru může být připojen na vstup mf zesilovače. V NDR je v prodeji nový typ FSS SPF455H5, který je schopen nahradit předchozí FSS typu SPF při zachování nebo zlepšení všech parametrů. Zapojení tohoto filtru mezi výstup směšovače a vstup mf zesilovače je na obr. 51.

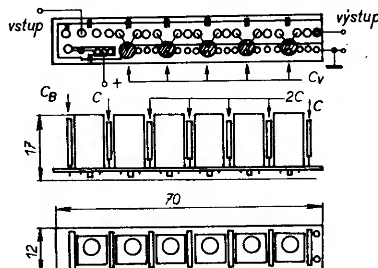


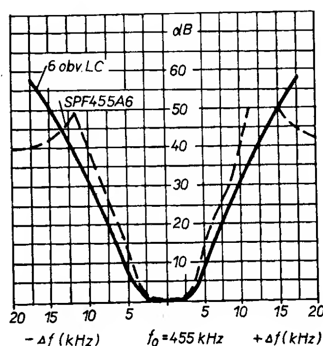
Obr. 51. Filtr soustředěné selektivity s jedním keramickým filtrem

Vidíme, že SPF455H5 je zapojen přímo na výstup směšovače. Toto zapojení není z hlediska dosažitelných parametrů optimální a je proto lepší použít zapojení z obr. 50, tj. nahradit filtry SPF455A6 a SPF455A9 filtrem SPF455H5. Pokud nejsou k dispozici keramické filtry, je možno je nahradit cívkovým FSS podle obr. 52, sestaveným ze šesti laděných obvodů a pěti vazebních kondenzátorů. Při činiteli jakosti asi 60 lze s tímto filtrem dosáhnout přibližně shodných výsledků jako s keramickými filtry. Přizpůsobit filtr ke vstupu mf zesilovače lze odbočkou na poslední cívce asi v jedné desetině závitů nebo kapacitně děličem s poměrem 1:10.

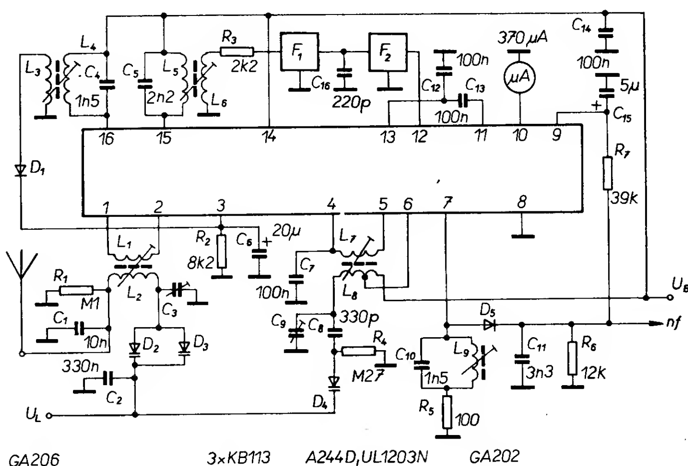
Výstup ze směšovače je u A244D, UL1203N na vývodu *15,* u A4100D na vývodu *4,* u TDA1046, UL1204N na vývodu *8* a u UL1220N na vývodu *3.* Vstup mf zesilovače je u A244D, UL1203N na vývodu







Obr. 52. Zapojení šestiobvodového filtru LC soustředěné selektivity a jeho charakteristika propustnosti; $C = 165$ pF, $C_v = 5$ pF, oba 5 %, $2C = 330$ pF, $L/2 = 370\ \mu$H, $Q_0 \geqq 68$, $B_{3\ dB} = 8{,}7$ kHz, $B_{42\ dB} = 17{,}4$ kHz, $Z_{vst} = 57\ k\Omega$, základní útlum 14 dB, $L = 187$ závitů drátu o ∅ 0,056 mm CuU, $L/2 = 130$ závitů stejným drátem



Obr. 56. Zapojení přijímače s A244D nebo UL1203N

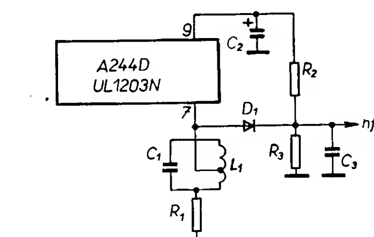
12, u A4100D na vývodu *20,* u TDA1046, UL1204N na vývodu *3* a u UL1220N na vývodu *5.* Mf zesilovač je v uvedených IO buď čtyřstupňový nebo třístupňový, přičemž poslední stupeň mf zesilovače je neregulovatelný a ostatní bývají regulovatelné, takže výstupní napětí mf zesilovače se mění jen v malých mezích. Vývod z mf zesilovače je u A244D, UL1203N na vývodu *7,* kam připojujeme detekční obvod. Zapojení detektoru s diodou je na obr. 53 a s tranzistorem na obr. 54. Na obr. 53 je k výstupu mf zesilovače připojen laděný obvod L_1C_1, jehož činitel provozní jakosti (má být 17) je upraven rezistorem R_1. Diodou D_1 je detekován modulovaný signál AM. Detektor pracuje do rezistoru R_3. Vf složka detekovaného signálu je odfiltrována kondenzátorem C_3. Stejnosměrná složka detekovaného signálu se využívá pro obvod AVC a je přiváděna přes R_2 na vstup zesilovače AVC (vývod *9*). Výstup zesilovače AVC řídí první tři stupně mf zesilovače a napájí indikátor síly pole na vývodu *10* IO. Kondenzátorem C_2 je určena časová konstanta obvodu AVC (R_2, C_2).

V zapojení na obr. 54 je modulovaný mf signál přes L_1 a L_2 přiveden na detektor s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem. Pracovní bod detektoru je nastaven rezistory R_1R_2. Detekovaný signál je z emitoru T_1 veden jednak přes C_6 do dolní propusti s mezním kmitočtem 5 kHz a jednak stejnosměrná složka detekovaného signálu se přes R_3 vede na vstup zesilovače AVC. Časová konstanta obvodu AVC je určena článkem R_3, C_4. Vf složka detekovaného napětí je filtrována kondenzátorem C_3.

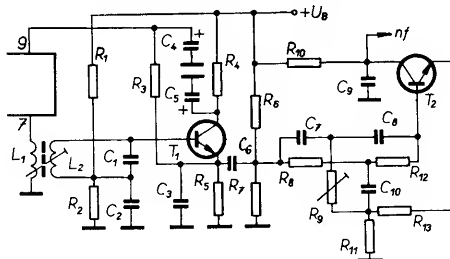
Dolní propust je zapojena jako aktivní filtr typu dvojité T. Pracovní bod T_2 je nastaven rezistory $R_6R_7R_{13}R_{11}$. Článek dvojité T, $R_8R_{12}C_{10}$, $C_7C_8R_9$, je zapojen mezi bází a emitorem T_2. Vzhledem k použitému typu filtru je nutné do kolektoru T_2 zapojit kondenzátor C_9, kterým jsou potlačovány kmitočty nad 5 kHz. Dolní propust potlačuje hvizdy vznikající interferencí blízkých vf signálů.

U UL1220N je detekční obvod připojen mezi vývody *6* a *7* a detekovaný nf signál je na vývodu *9.* Detekční obvod má vyveden střední vývod. Z výstupu vnitřního detektoru je odebíráno ss napětí pro obvod AVC. Zapojení tohoto detekčního obvodu je na obr. 55.

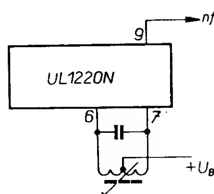
U A4100D, TDA1046 a UL1204N je detektor součástí IO a nepotřebuje žádný vnější laděný obvod. Za detektorem je v IO zapojena dolní propust s mezním kmitočtem asi 5 kHz. Z výstupu propusti je jednak ss složkou detekovaného signálu řízen zesilovač AVC, z něhož je dále řízen mf a vf zesilovač a na jeden jeho výstup je připojen indikátor síly pole, a jednak je vyveden buď přes předzesilovač nebo přímo nf signál. U TDA1046, UL1204N je to na vývodu *6* a u A4100D na vývodu *19.* Kondenzátor určující časovou konstantu AVC je u TDA1046, UL1204N připojen na vývod *5* a u A4100D na vývod *18.* Výstup pro indikátor síly pole je u TDA1046, UL1204N na vývodu *11* a u A4100D na vývodu *15.*



Obr. 53. Zapojení detektoru signálu s diodou



Obr. 54. Zapojení detektoru mf signálu s tranzistorem a dolní propustí

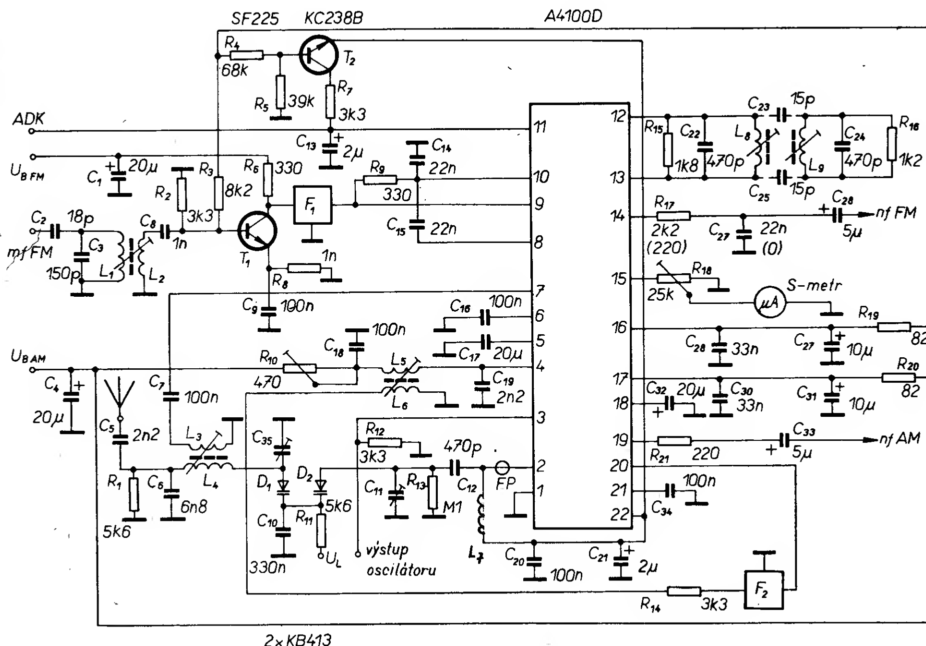


Obr. 55. Zapojení detektoru AM u UL1220N

Dále si všimneme základních zapojení IO pro AM (uvedených v tab. 8), doporučených výrobcem. Na obr. 56 je základní zapojení A244D a UL1203N. Vstupní signál je přiveden na vstupní laděný obvod $L_2C_3D_2D_3$ do jeho studeného konce. Přes R_1 je uzavřen ss obvod varikapů D_2D_3. Přes vazební symetrické vinutí L_1 je signál veden do vf zesilovače, který má vlastní obvod regulace AVC. Signál pro tento obvod AVC je odebírán z výstupu směšovače (vývod *16*) a je veden na laděný obvod L_4C_4, naladěný na mf kmitočet. Signál z vinutí L_3 je usměrněn diodou D_1 a přiveden na regulační vstup vf zesilovače (vývod *3*). Rezistor R_2 spolu s C_6 určují časovou konstantu obvodu AVC, která je zhruba stejná jako časová konstanta obvodu AVC pro mf zesilovač. Signál z vf zesilovače je veden do směšovače, kam je přiveden i signál z místního oscilátoru ($L_7L_8C_9C_8D_4R_4$), který je vyveden na vývody *4, 5* a *6.* Kondenzátor C_9 je dolaďovací, C_8 souběhový a rezistor R_4 uzavírá ss obvod varikapu D_4. Přes zpětnovazební vinutí L_7 je oscilátor navázán na laděný obvod oscilátoru. Vazební vinutí je vf uzemněno přes C_7. Z výstupu směšovače (vývod *15*) je mf signál veden přes laděný obvod L_5C_5 a vazební vinutí L_6 přes R_3 na FSS, sestavený z keramického filtru F_1 (SPF455A6 – modrý) a F_2 (SPF455A9 – červený). Rezistorem R_3 je impedančně přizpůsoben filtr soustředěné selektivity k vazebnímu vinutí. Kondenzátorem C_{16} lze vyrovnat charakteristiku FSS.

Z F_2 je signál veden do čtyřstupňového mf zesilovače, jehož první tři stupně jsou regulovatelné. Z výstupu mf zesilovače (vývod *7*) je signál veden na detektor $L_9C_{10}R_5D_5$. Po detekci vznikne nf signál a ss složka, která se využívá k řízení obvodu AVC. C_{11} filtruje zbytky mf signálu. Časová konstanta obvodu AVC pro regulaci mf zesilovače je dána R_7C_{15}. Na jednom z výstupů obvodu AVC je výstup pro indikátor síly pole (S-metr).

Na obr. 57 je zapojení přijímače AM kombinovaného s mf zesilovačem FM a detektorem FM s A4100D. Popíšeme si jen funkci při AM. Obvody FM se budeme zabývat až při popisu přijímačů FM. Vstupní signál z antény je přes C_5 přiveden do studeného konce laděného obvodu $L_4C_{35}D_1$. Závěrný proud D_1 je veden přes R_1. Vstupní signál je přes

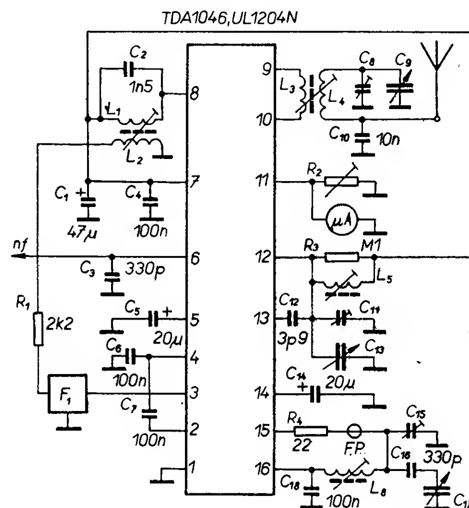


Obr. 57. Zapojení přijímače s A4100D

vazební vinutí L_3 a přes C_7 veden na jeden vstup (*7*) regulovatelného vf zesilovače. Jeho druhý vstup (*6*) je vf uzemněn přes C_{16}. Časová konstanta obvodu AVC vf zesilovače je určena kondenzátorem C_{17}. Z výstupu vf zesilovače je signál veden do směšovače, kam je přiváděn i signál místního oscilátoru. Oscilační obvod $L_7C_{12}C_{11}R_{13}D_2$ používá jednoduchou cívku. Kondenzátor C_{11} je dolaďovací, C_{12} souběhový. Přes R_{13} je ss uzavřen obvod varikapu D_2. Aby vf a oscilační signál nepronikal do ladicího napětí, je použit C_{10}. Feritová perla FP zabraňuje parazitním kmitům a lze ji nahradit rezistorem asi 56 Ω. Druhý konec cívky L_7 je připojen na vnitřní stabilizátor napětí. Z výstupu oscilátoru je přes sledovač vyveden signál oscilátoru na vývod *3* IO, lze jej použít pro digitální stupnici. Signál místního oscilátoru je veden do směšovače, kde po smísení se signálem z vf zesilovače vzniká mf signál, který je jednak veden na vnitřní detektor AVC pro regulaci zisku vf zesilovače a jednak na laděný obvod L_5C_{19}. Rezistorem R_{10} lze v určitých mezích měnit bod nasazení regulace AVC pro vf zesilovač. Přes vazební vinutí L_6 je mf signál veden na filtr F_2 (SPF465H5) a dále do vstupu mf zesilovače. Rezistorem R_{14} je impedančně přizpůsoben laděný obvod $L_5L_6C_{19}$ k filtru F_2. Mf zesilovač je třístupňový a regulovaný je jen první stupeň. Z výstupu je signál veden do detektoru s tranzistorem se společným kolektorem, který zajišťuje detekovaný signál s malým zkreslením. Za detektorem je zapojena třístupňová aktivní dolní propust s mezním kmitočtem asi 6,5 kHz, která nepotřebuje žádné vnější kondenzátory. Její výstupní odpor je asi 270 Ω. Po demodulaci vzniklé stejnosměrné napětí je přivedeno do zesilovače AVC pro mf zesilovač a dále do slučovacího obvodu indikátoru síly pole. Časovou konstantu obvodu AVC lze měnit kondenzátorem C_{32}. Přes R_{21} a C_{33} je nf signál veden k nf zesilovači. Přijímač je při provozu AM napájen ze svorky U_{BAM} do vývodu *17* přes R_{20}.

Na obr. 58 je zapojení AM přijímače s TDA1046 a UL1204N. Vstupní signál z antény je přiveden do studeného konce vstupního laděného obvodu $L_4C_8C_9$. Přes vazební vinutí L_3 je signál veden na symetrický vstup vf zesilovače. Z jeho výstupu je signál veden přes druhý vstupní obvod $R_3L_5C_{11}C_{13}$ a z něho přes vazební kondenzátor C_{12} na jeden vstup směšovače. Na jeho druhý vstup je přiveden signál z místního oscilátoru. Oscilační obvod $L_6C_{16}C_{17}C_{15}$ je živým koncem přes feritovou perlu FP a R_4 připojen na vnitřní oscilátor; amplituda kmitů je regulována vnitřním regulačním obvodem. Druhý konec oscilačního obvodu je připojen na vnitřní stabilizátor napětí 3,3 V. Z výstupu směšovače je mf signál uvnitř IO veden na detektor, který řídí regulační obvod vf zesilovače a z tohoto regulačního zesilovače je řízen zisk vf zesilovače. Dále je z výstupu směšovače mf signál veden přes laděný obvod L_1C_2 a vazební vinutí L_2 na keramický filtr F_1 (SPF455H5) a odtud na vstup třístupňového mf zesilovače, jehož první dva stupně mají regulaci zisku. Z výstupu mf zesilovače je signál veden do diodového detektoru, dolní propusti s mezním kmitočtem asi 5 kHz a do nf předzesilovače. Stejnosměrnou složku detekovaného signálu na výstupu nf předzesilovače je řízen jednak mf regulační zesilovač, který řídí zisk prvních dvou stupňů mf zesilovače, jednak do zesilovače indikátoru síly pole. Zesilovač indikátoru síly pole je také buzen z detektoru zapojeného na výstup směšovače. Indikátor síly pole je připojen na vývod *11* IO. Kondenzátorem C_{14} je určena časová konstanta AVC obvodu vf zesilovače a kondenzátorem C_5 časová konstanta obvodu AVC mf zesilovače. Nf signál se odebírá z vývodu *6* IO. Na vývod *7* IO je připojen vnitřní stabilizátor napětí, kterým jsou napájeny všechny vnitřní obvody.

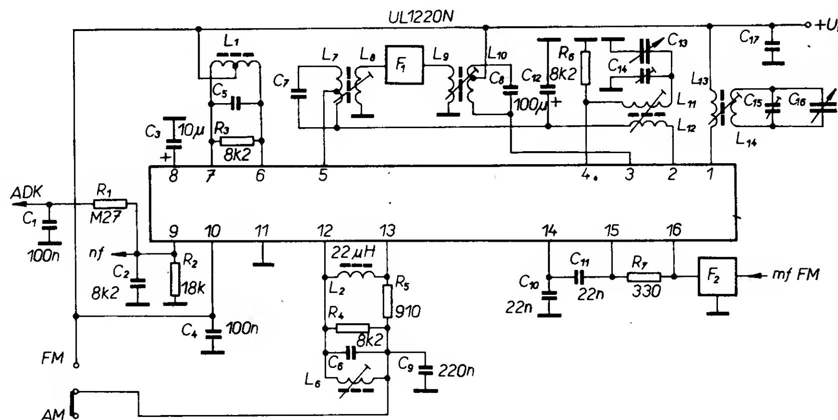
Na obr. 59 je zapojení přijímače AM s mf zesilovačem FM a detektorem FM. V následujícím popisu se budeme věnovat jen části AM, činnost části FM probereme v článku o přijímačích FM. Vstupní signál přijímaný feritovou anténou $L_{11}C_{13}C_{14}$ je přes vazební vinutí L_{12} přiveden na vstup vf zesilovače a z jeho výstupu do směšovače. Zisk vf zesilovače je řízen z obvodu AVC, jehož časovou konstantu můžeme měnit kondenzátorem C_3. Do směšovače je přiváděn signál z místního oscilátoru s oscilačním obvodem $L_{13}L_{14}C_{15}C_{16}$. Cívka L_{13} je zpětnovazební vinutí. Z výstupu směšovače je mf signál veden na filtr $L_{10}C_8$ a přes vazební vinutí L_9 na keramický filtr F_1 a z něho přes vazební vinutí L_8 na obvod L_7C_7. Z odbočky cívky L_7 je mf signál veden na vstup regulovatelného mf zesilovače a z jeho výstupu na detektor s detekčním obvodem $L_1C_5R_3$. Stejnosměrná složka detekovaného signálu je vedena na vstup zesilovače AVC, z jehož výstupu je řízen zisk vf zesilovače a mf zesilovače. Detekovaný nf signál je odebírán z vývodu *9* IO.



Obr. 58. Zapojení přijímače s TDA1046 nebo UL1204N

Přijímač pro DV, SV, KV

Na obr. 60 je zapojení třírozsahového přijímače AM pro DV, SV a KV s A244D. Vstupní signál z antény je přes oddělovací tlumivku L_1 a kondenzátor C_1 přiveden na G_1 T_1, jejíž napětí je nastaveno rezistory R_1R_2. Velké vstupní signály jsou omezeny diodami D_1D_2. Aby se nemohl zničit T_1, má jeho emitor (S) pevné napětí, dané děličem R_3R_4 a je vf uzemněn přes C_3. Do kolektoru je



Obr. 59. Zapojení přijímače s UL1220N

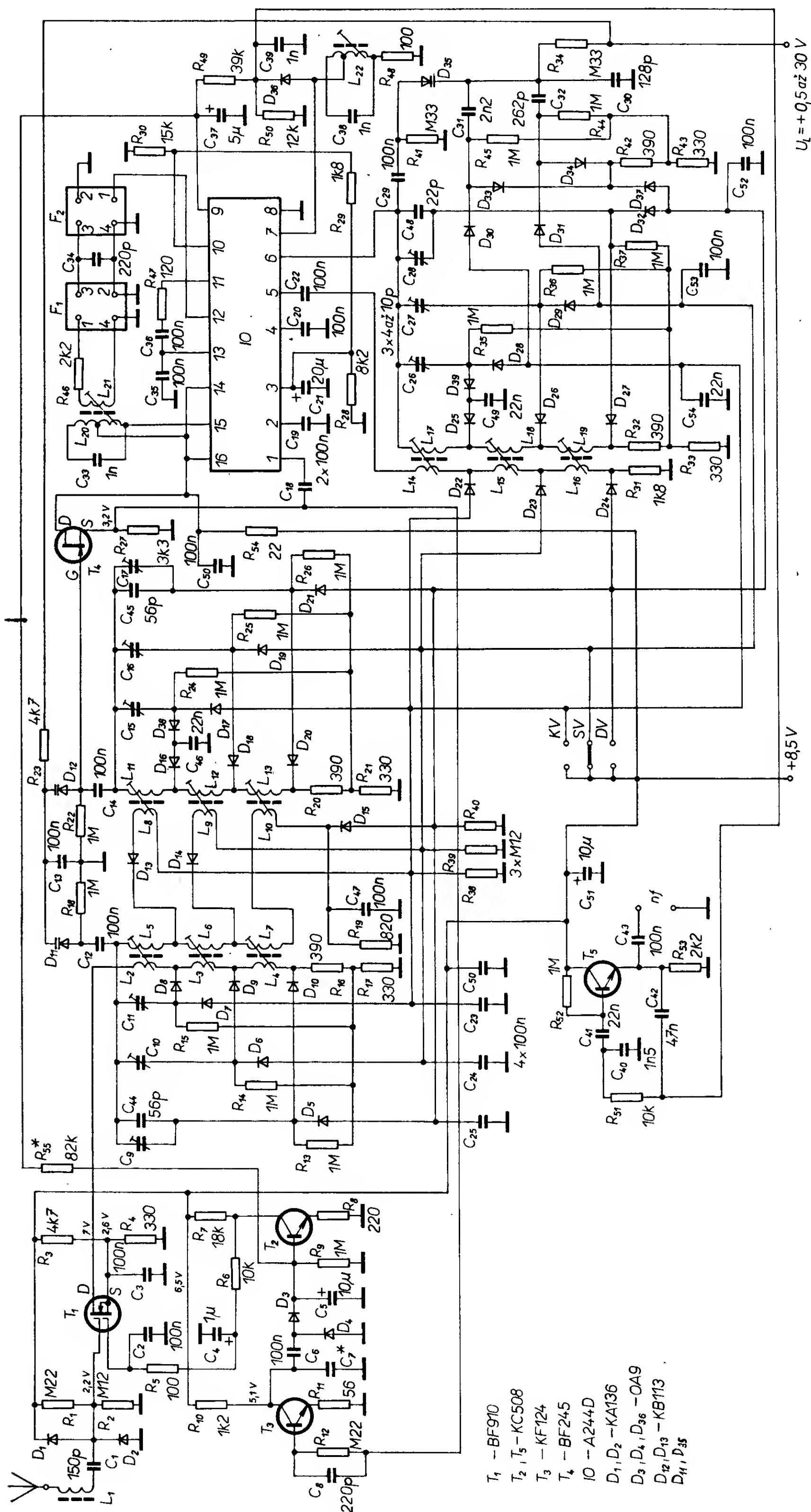
připojeno vazební vinutí primární strany pásmové propusti. Při sepnutí KV se uzemní vf cívka L_2 a kondenzátor C_{11} přes D_7D_8 a C_{23} a průchodem proudu přes $R_{16}R_{17}$ vznikne úbytek napětí, kterým se uzavřou D_9 a D_{10}, takže cívky L_3L_4 pracují jako tlumivky. Signál z L_2 je indukčně přenesen do primárního laděného obvodu pásmové propusti L_5 a přes D_{13} a vazební vinutí L_8 do sekundární části L_{11} laděného vstupního obvodu. Cívka L_{11} je přes $D_{16}C_{46}$ vf uzemněna. Vazba mezi primární a sekundární stranou vstupního laděného obvodu je indukční, tzn., že cívka L_8 je součástí primárního vinutí, které je vf uzemněno přes C_{54} a C_{23}. Kondenzátor C_{23} musí být co nejblíže cívce L_8. Přes D_{17} je uzemněn trimr C_{15}. Primární vinutí vstupního obvodu je laděno varikapem D_{11} a sekundárním varikapem D_{12}. Kondenzátory C_{12} a C_{14} oddělují anody varikapů od ss napětí a přes R_{18} a R_{22} teče závěrný proud D_{11} a D_{12}. Ladicí napětí je přivedeno přes R_{23}. Aby vf signál nepronikal do ladicího napětí, jsou katody D_{11} a D_{12} uzemněny přes C_{13}. Z $L_{11}D_{12}C_{15}$ je přes C_{14} signál veden do báze T_4.

Při přepnutí na rozsah SV povedou diody $D_6, D_9, D_{14}, D_{18}, D_{19}$. Diodou D_6 se přes C_{24} vf uzemní C_{10} a D_9 spolu s D_6 uzemní vf L_3. Úbytkem napětí na $R_{16}R_{17}$ se uzavřou D_8D_{10}, takže na rozsahu SV pracuje L_3 jako vazební vinutí v kolektoru T_1 cívky L_2. L_4 slouží v tomto případě jako filtrační tlumivka. Signál z L_3 je indukčně přenesen na L_6 a přes D_{14} a vazební vinutí L_9 indukčně na L_{12}. Protože D_{13} je úbytkem napětí na R_{19} uzavřena, jsou při SV L_{11} a L_{12} zapojeny do série. D_{16} je uzavřena úbytkem napětí na $R_{20}R_{21}$ a proto i L_{11} a L_{12} jsou v sérii. Diodou D_{19} je vf uzemněn C_{16} a přes D_{18} studený konec L_{12}.

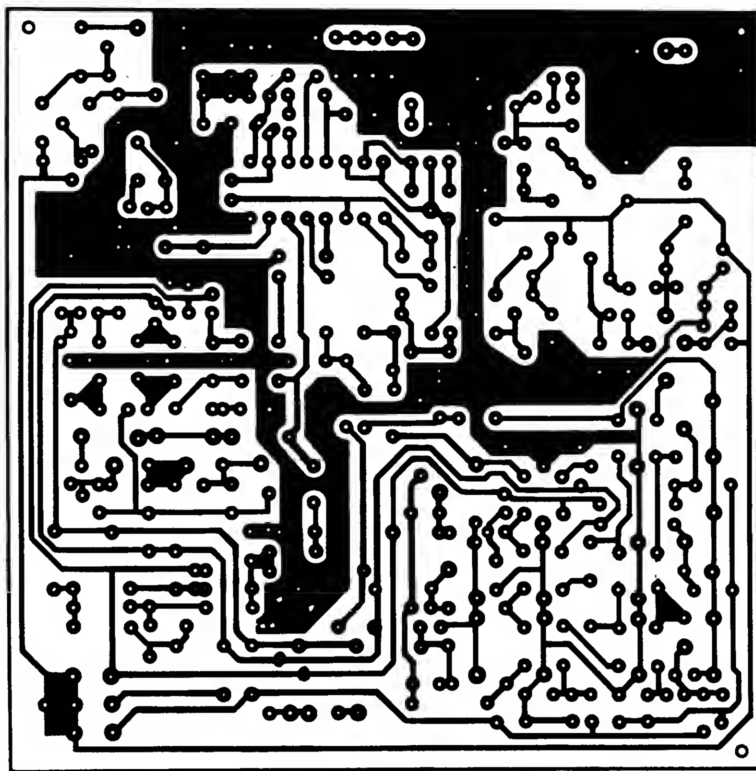
Při přepnutí na DV se otevřou $D_5, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}$ a uzavřou se $D_8, D_9, D_{13}, D_{14}, D_{16}, D_{18}$, takže vazební vinutí do kolektoru T_1 jsou $L_2L_3L_4$, zapojené do série, jakož i $L_5L_6L_7$ a $L_{11}L_{12}L_{13}$. Protože diody $D_{13}D_{14}$ jsou uzavřeny, na DV jako vazební cívka mezi primárním a sekundárním vinutím vstupního filtru pracuje jen L_{10}. Vazební vinutí L_4 je vf uzemněno přes D_5D_{10}, cívka L_{10} přes D_{15} a L_{13} přes $D_{20}D_{21}$ a kondenzátor C_{25}. Diodou D_5 je vf uzemněn C_9 a diodou D_{21} kondenzátor C_{17}.

Aby se nemuselo použít vazební vinutí k impedančnímu přizpůsobení sekundární cívky a IO, je zapojen T_4 jako emitorový sledovač. Z jeho emitorového rezistoru R_{27} je odebírán jednak signál na vf zesilovač v IO a jednak signál k regulaci tranzistoru T_1. Tento signál je nejprve zesílen v T_3, z jehož kolektoru je přes C_6 veden na zdvojovač napětí D_3D_4. Stejnosměrné napětí zdvojovače je filtrováno C_5 a řídí T_2, do jehož kolektoru je přes R_6R_5 připojena G_2 tranzistoru T_1. Časová konstanta tohoto obvodu AVC je určena R_6C_4. Tím se dosáhlo toho, že se na varikapy dostane jen tak velké vf napětí, které varikap ještě neusměrní. Z R_{27} je signál přes C_{18} veden na jeden vstup vf zesilovače. Jeho druhý vstup je vf uzemněn přes C_{19}. Zisk vf zesilovače se reguluje z výstupu indikátoru síly pole přes R_{29}, časová konstanta regulace je dána $R_{28}C_{21}$.

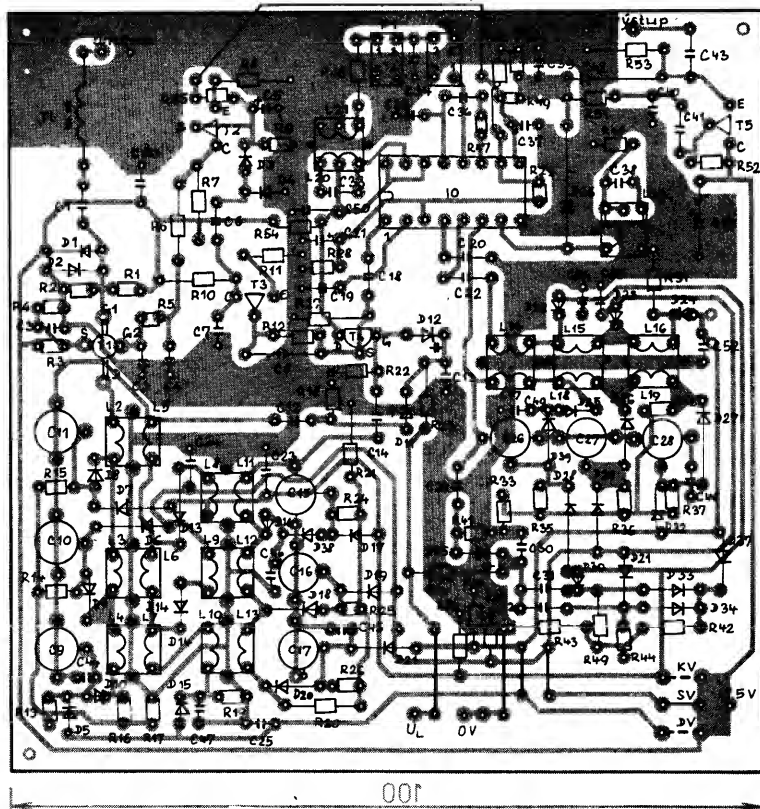
Z vf zesilovače je signál veden do směšovače, kam je přiváděn i signál z místního oscilátoru. Jeden vstup oscilátoru je vf uzemněn přes C_{20}, na druhý vstup je přes C_{22} připojeno vazební vinutí. Při KV se sepnou diody $D_{22}D_{25}D_{39}D_{28}D_{30}D_{33}$ a ostatní diody $D_{23}D_{24}D_{26}D_{27}D_{29}D_{31}D_{32}$ a D_{34} budou uzavřeny. Přes D_{22} a C_{23} se vf uzemní zpětnovazební vinutí L_{14} a napětím na R_{31} se uzavřou $D_{23}D_{24}$, takže $L_{15}L_{16}$ pracují jako tlumivky. Přes $D_{25}D_{39}D_{28}$, C_{54} a C_{49} se vf uzemní L_{17} a přes D_{39} a C_{49} dolaďovací kondenzátor C_{26}. Přes $D_{33}D_{30}$ se připojí souběhový kondenzátor C_{31}. Napětím na $R_{32}R_{33}$ se uzavřou $D_{26}D_{27}$ a napětím na $R_{42}R_{43}$ diody $D_{34}D_{31}$, čímž se odpojí C_{27} a C_{32}. Při SV se sepnou diody $D_{23}D_{26}D_{29}D_{31}D_{34}$ a budou uzavřeny diody $D_{22}D_{24}D_{25}D_{27}D_{28}D_{38}D_{32}$, takže budou odpojeny cívky $L_{16}L_{19}$ a kondenzátory $C_{26}C_{28}$ a C_{31}. Vazební vinutí $L_{14}L_{15}$ se zapojí do série a rovněž i vinutí $L_{17}L_{18}$. Při DV se sepnou diody $D_{24}D_{27}D_{32}$ a D_{37} a uzavřou se diody $D_{22}D_{23}D_{25}D_{28}D_{26}D_{30}D_{31}D_{33}D_{39}$ a D_{34}. Cívky $L_{14}L_{15}L_{16}$ se spojí do série, stejně tak cívky $L_{17}L_{18}L_{19}$. Přes D_{32}, C_{25} se uzemní C_{28} a C_{48}. Přes C_{25} a C_{52} je uzemněn i studený konec cívky L_{16} a L_{19}. Ze „živého" konce cívky L_{17} je napájen vývod *6* IO. Varikap D_{35} je k obvodu připojen přes C_{29} a jeho závěrný proud protéká od zdroje ladicího napětí přes $D_{34}D_{35}$ a R_{41}. Rezistory $R_{13}R_{14}R_{15}R_{24}R_{25}R_{26}R_{35}R_{36}R_{37}R_{44}$ a R_{45} je kompenzován závěrný proud spínacích diod. Jeden výstup směšovače je připojen přímo na napájecí napětí IO (vývod *16*), na druhý výstup směšovače je připojen mf laděný obvod $L_{20}C_{33}$. Z jeho vazebního vinutí L_{21} je mf signál veden přes

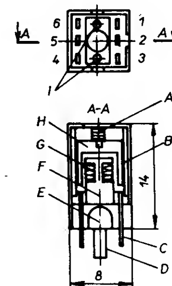


Obr. 60. Zapojení třírozsahového přijímače s A244D



Obr. 61. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek přijímače z obr. 60 (deska X211)





Obr. 62. Zapojení cívek přijímače z obr. 60

R_{46} na filtry F_1 a F_2, z výstupu F_2 je napájen vstup mf zesilovače. Propustná charakteristika (její vrchol) filtrů F_1F_2 je vyrovnána kondenzátorem C_{34}. Vzhledem k tomu, že vstup mf zesilovače je symetrický, je nutné druhý vstup uzemnit přes $C_{35}C_{36}$. Výstup mf zesilovače (vývod *7* IO) je veden na detekční obvod $L_{22}C_{38}D_{36}$. Na výstupu detektoru D_{36} je jednak detekované vf napětí (nf) a jednak ss složka, která je po filtraci C_{39} vedena přes R_{49} na vstup zesilovače AVC, jehož časová konstanta je určena C_{37}. Z jednoho výstupu pro indikátor síly pole (vývod *10* IO) je přes R_{29} řízen zisk vf zesilovače v IO. Z pracovního rezistoru R_{50} detektoru je nf signál veden do dolní propusti s tranzistorem T_5. Z emitoru T_5 je nf signál přes C_{43} veden do nf zesilovače.

Deska s plošnými spoji přijímače (a rozložení součástek) je na obr. 61 a provedení cívek na obr. 62. Výsledky měření na vzorku přijímače jsou v tab. 9. Napětí na jednotlivých elektrodách tranzistorů jsou v tab. 10. Napětí na vývodech IO jsou: na *1, 2, 4, 5* – 2 V, na *3, 7, 8, 9, 10* – 0 V, na *11, 12, 13* – 1,6 V, na *14, 15* a *16* – +8,5 V.

Tab. 9. Parametry třírozsahového přijímače AM

Kmitočet MHz	0,176	0,290	0,52	1	1,62	6	12
U_L V	3,6	29	0,5	12,8	30	2	30
Citlivost pro s + š/š = 20 dB μV	150	130	80	48	48	120	30
Výst. napětí mV	50	55	40	45	45	20	35
Výst. napětí pro m = 0,8, U_{vst} = 1 mV mV	152	149	136	140	138	125	125
Výstupní napětí pro m = 0,3, U_{vst} = 2 V mV	52	56	51	52	52	52	52
Zkreslení % při m = 0,3	5	6	5	6	5	5	6
m = 0,8	4,5	5	10	10	10	10	14
Potlačení zrcadel dB	66	65	60	58	48	17	15

Tab. 10. Stejnosměrná napětí na polovodičových součástkách v obr. 60

Pozice	G_1	G_2	D	S	E(S)	B(G)	K(D)
T_1 V	2,2	8	7	2,6			
T_2 V					0	0	8,2
T_3 V					0	0,8	7
T_4 V					3,2	0	8,5
T_5 V					3,8	4,2	8,5

Napájecí napětí 8,5 V, spotřeba 70 mA. Ladicí napětí 0,5 až 30 V.

Seznam součástek k obr. 60

Rezistory (TR 212)

R_1, R_{12}	220 kΩ
R_2, R_{38}, R_{39}, R_{40}	120 kΩ
R_3, R_{23}	4,7 kΩ
R_4, R_{17}, R_{21}, R_{33}, R_{43}	330 Ω
R_5, R_{48}	100 Ω
R_6, R_{51}	10 kΩ
R_7	18 kΩ
R_8	220 Ω
R_9, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{18}, R_{22}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{44}, R_{45}, R_{52}	1 MΩ
R_{10}	1,2 kΩ
R_{11}	56 Ω
R_{16}, R_{20}, R_{32}, R_{42}	390 Ω
R_{19}	820 Ω
R_{27}	3,3 kΩ
R_{28}	8,2 kΩ
R_{29}, R_{31}	1,8 kΩ
R_{30}	15 kΩ
R_{34}, R_{41}	330 kΩ
R_{46}, R_{53}	2,2 kΩ
R_{47}	120 Ω
R_{49}	39 kΩ
R_{50}	12 kΩ
R_{54}	22 Ω
R_{55}	56 až 82 kΩ (výběr)

Kondenzátory

C_1	TK 754, 150 pF
C_2, C_3, C_6, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{22}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{29}, C_{35}, C_{36}, C_{43}, C_{47}, C_{50}, C_{52}, C_{53}	TK 783, 100 nF
C_4	TE 005, 1 μF
C_5, C_{51}	TE 004, 10 μF
C_7*	TK 754, 10 až 100 pF
C_8, C_{34}	TK 754, 220 pF
C_{21}	TE 004, 20 μF
C_{30}	TK 754, 120 + 10 pF
C_{31}	TC 281, 2,2 nF
C_{32}	TK 754, 220 + 47 pF
C_{33}, C_{38}, C_{39}	TC 281, 1 nF
C_{37}	TE 004, 5 μF
C_{40}	TC 281, 1,5 nF
C_{41}	TC 215, 22 nF
C_{42}	TC 215, 47 nF
C_{44}, C_{45}	TK 754, 56 pF
C_{46}, C_{49}, C_{54}	TK 744, 22 nF
C_{48}	TK 754, 22 pF
Filtry	
F_1	SPF455A6
F_2	SPF455-9
Tranzistory	
T_1	BF910 (KF910)
T_2, T_5	KC238B (KC508)
T_3	KF124
T_4	BF245
Diody a integrovaný obvod	
D_3, D_4, D_{36}	0A9 (GAZ51)
D_{11}, D_{12}, D_{35}	KB113
D_1, D_2	KA136
všechny ostatní	KA261
IO	A244D

Cívky přijímače z obr. 60

Zapojení cívek je na obr. 62. A je kostra 1PA 26043, B příložka 1PA 25201, C vývodky 1PA 49409, D kryt 1PA 68707, E prostor pro kondenzátor, F feritové jádro 205 534 306 602 (pro DV, SV), popř. 205 534 306 607 (pro KV), G vinutí, H dolaďovací jádro 205 534 306 601 (pro DV, SV), popř. 205 534 306 606 (pro KV), I otvory pro přívody kondenzátoru;

L_1 – 10 μH, 34 z, drát o ∅ 0,3 mm CuU na jádře M4×0,5×12,5 mm, hmota N02,

L_2 – začátek na *6*, konec na *4*, 4 z, ∅ 0,1 mm CuU, Q_0 = 78 na 10 MHz,

L_5 – z na *1*, k na *3*, 12 z, ∅ 0,15 CuU, L = 2,1 μH,

L_8 – z na *6*, k na *4*, 1 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 78/10 MHz,

L_{11} – z na *1*, k na *3*, 12 z, ∅ 0,15 CuU, L = 2,1 μH,

L_3 – z na *6*, k na *4*, 4 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 95/1 MHz,

L_6 – z na *1*, k na *3*, 124 z, ∅ 0,056 CuU, L = 318 μH,

L_9 – z na *4*, k na *6*, 3 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 95/1 MHz,

L_{12} – z na *3*, k na *1*, jako L_6,

L_4 – z na *4*, k na *6*, 8 z, ∅ 0,056 CuU, Q_0 = 92/316 kHz,

L_7 – z na *1*, k na *3*, 355 z, ∅ 0,056 CuU, L = 2,9 mH,

L_{10} z na *4*, k na *6*, stejná jako L_4,

L_{13} - z na *3*, k na *1*, stejná jako L_7,

L_{14} – z na *6*, k na *4*, 6 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 78/10 MHz,

L_{17} – z na *3*, k na *1*, 12 z, ∅ 0,15 CuU, L = 2,1 μH,

L_{15} – z na *4*, k na *6*, 10 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 86/1 MHz,

L_{18} – z na *1*, k na *3*, 97 z, ∅ 0,056 CuU, L = 175 μH,

L_{16} – z na *4*, k na *6*, 8 z, ∅ 0,1 CuU, Q_0 = 86/1 MHz,

L_{19} – z na *1*, k na *3*, 140 z, ∅ 0,056 CuU, L = 368 μH,

L_{20} – z na *6*, obd. na *5*, k na *4*, 21 + 52 z, ∅ 0,056 CuU, Q_0 = 98/1 MHz,

L_{21} – z na *1*, k na *3*, 25 z, ∅ 0,056 CuU, L = 122 μH,

L_{22} – z na *3*, o na *6*, k na *1*, 21 + 55 z, ∅ 0,056 CuU, L = 122 μH.

Přijímač pro SV a DV

Na obr. 63 je zapojení dvourozsahového přijímače pro dlouhé a střední vlny. Vstupní signál je přes tlumivku Tl a C_1 veden na G_1 vf předzesilovače T_1, zapojeného jako aperiodický zesilovač. Diodami D_1D_2 je omezen velký vstupní signál. Pracovní bod T_1 je nastaven rezistory R_1R_2. Aby se nemohl T_1 zničit, má jeho emitor (S) pevné napětí, dané děličem R_4R_5 a je vf zablokován kondenzátorem C_2. Z kolektoru T_1 je signál přiveden na vazební vinutí L_2 a při SV na primární vinutí laděné pásmové propusti $L_1C_5C_4D_3D_4$ a přes vazební vinutí L_3 a D_7 na sekundární vinuté pásmové propusti $L_4C_{12}C_{14}D_5D_6$. Při SV jsou sepnuty ve vstupní pásmové propusti diody D_7D_8 a úbytkem napětí na D_{11} jsou uzavřeny $D_9D_{10}D_{12}D_{13}$. Přes D_8 a C_7 je vf uzemněna L_1 a přes D_7 a C_6 cívka L_4. Vazební vinutí L_3 je tak součástí sekundárního obvodu vstupní propusti s cívkou L_4. Při DV se zapojí do série s L_2 cívka L_6, s L_1 cívka L_5 a s L_4 cívky L_8 a L_7. Cívka L_7 je vazební vinutí pásmové propusti při DV, je součástí sekundárního vinutí L_8. Dolaďovací kondenzátory C_3C_4 jsou připojeny k primárnímu vinutí pásmové propusti přes D_9 a $C_{13}C_{14}$ k sekundárnímu vinutí přes D_{12}. Spínací napětí je na D_9 přivedeno přes $R_{12}D_{10}$ a na D_{12} přes $R_{14}D_{13}$. Přes C_8 je pásmová propust vf uzemněna. Úbytkem napětí na D_{11} se při DV uzavírají diody D_7D_8. Na skundární vinutí je připojen přes C_{41} emitorový sledovač s tranzistorem T_2, jehož pracovní bod je nastaven R_7R_8 a R_{18}. Přes $R_6R_7R_8$ a R_{16} teče závěrný proud varikapů $D_3D_4D_5D_6$, které jsou vf uzemněny přes C_{11}. Z emitoru T_2 je vf signál přes $C_{16}R_{17}$ přiveden do vf zesilovače T_4 obvodu AVC pro předzesilovač T_1.

Zesílené vf napětí z kolektoru T_4 je přes C_{17} vedeno na $D_{20}D_{21}$ (zdvojovač napětí) a ss napětí vyfiltrované kondenzátorem C_{19} je přivedeno na T_5, jehož kolektor je přes R_3R_{24} spojen s G_2 tranzistoru T_1, (regulace zisku T_1). Časová konstanta regulace je dána $C_{20}R_{24}$. Z emitoru (S) T_2 je vf signál dále veden na vstup vf zesilovače (vývod *10* IO) přes C_{15}. Druhý vstup symetrického vf zesilovače je vf uzemněn přes C_{36}. Vf signál je z výstupu vf zesilovače veden přes C_{32} na vstup směšovače. Na druhý vstup směšovače je přiveden signál místního oscilátoru, připojeného mezi vývody *15* a *16*. Oscilátor má obvod pro stabilizaci amplitudy napětí oscilátoru. Vzhledem k zapojení oscilátoru je možné použít jednoduchou cívku.

Při SV se sepnou diody $D_{19}D_{16}$ a uzavřou se $D_{17}D_{18}$. Souběhový kondenzátor C_{23} se k varikapům připojí přes D_{16} a D_{19}; obvod oscilátoru SV, L_9C_{25}, se vf uzemní přes $D_{16}D_{19}C_{24}$. Druhý konec obvodu L_9C_{25} je přes R_{34} připojen na vstup oscilátoru (vývod *15* IO) a přes C_{43} na varikapy $D_{14}D_{15}$. Ladicí napětí je připojeno na $D_{14}D_{15}$ přes R_{25} a závěrný proud diod prochází přes R_{44}. Rezistory $R_{26}R_{30}$ je kompenzován zbytkový proud spínacích diod.

Při DV se otevřou $D_{17}D_{18}$ a T_1 a uzavřou se $D_{16}D_{19}$. Diodou D_{17} se souběhový kondenzátor C_{22} připojí k obvodu DV $L_{10}C_{26}C_{27}$, který je vf uzemněn přes C_{28}. T_1 zkratuje obvod SV, L_9C_{25}, čímž je zabráněno vf parazitním kmitům a „přeskakování" oscilací. Oscilátor je napájen z vnitřního stabilizátoru napětí, vývod *16* IO. Kondenzátorem C_{29} je určena časová konstanta vnitřního obvodu AVC.

Z výstupu směšovače je mf signál veden na $L_{11}C_{37}$ a přes vazební vinutí L_{12} a R_{37} na keramické filtry F_1, F_2 a přes C_{31} na vstup mf zesilovače. Kondenzátorem C_{34} se vyrovnává průběh amplitudové charakteristiky v propustném pásmu. R_{35} je zatěžovací odpor keramického filtru F_2. Zesílený vf signál je vnitřním detektorem detekován a přes nf propust a nf zesilovač veden na další nf propust $L_{14}C_{38}C_{39}$ a přes C_{40} vyveden do nf zesilovače. Kondenzátorem C_{35} je nastavena časová konstanta obvodu AVC, určeného k regulaci zisku mf zesilovače. Z rezistoru R_{36} je možné odebírat napětí pro indikátor síly pole.

Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek je na obr. 64, kde je i zapojení cívek.

Výsledky měření na vzorku přijímače jsou v tab. 11. Stejnosměrná napětí elektrod tranzistorů jsou v tab. 12. Integrovaný obvod má na vývodech tato napětí: na *1* – 0 V, na *2*, *3* – 3 V, na *4* – 2 V, na *5* – 0,8 V, na *6* – 0,7 V, na *7*, *8*, *12* – 7,7 V, na *9*, *10* – 1,9 V, na *13* – 4,1 V, na *14* – 0,12 V a na *15*, *16* – 3,3 V.

Seznam součástek k obr. 63

Rezistory (TR 212)

R_1, R_{17}	220 kΩ
R_2	120 kΩ
R_3	100 Ω
R_4	4,7 kΩ
R_5	330 Ω
R_6, R_7, R_{21}, R_{26}, R_{30}, R_{41}	1 MΩ
R_8	1 kΩ
R_9, R_{10}, R_{12}, R_{14}, R_{36}	2,2 kΩ
R_{11}, R_{27}, R_{32}, R_{44}	100 kΩ
R_{13}, R_{29}, R_{42}	56 kΩ
R_{15}	56 kΩ (výběr)
R_{16}	15 kΩ
R_{18}, R_{28}, R_{31}, R_{35}	3,3 kΩ
R_{19}	56 Ω
R_{20}, R_{37}, R_{38}	1,2 kΩ
R_{22}	18 kΩ
R_{23}	220 Ω
R_{24}, R_{45}	10 kΩ
R_{25}	47 kΩ
R_{33}	1,8 kΩ
R_{34}	22 Ω
R_{39}	33 kΩ
R_{40}	82 kΩ
R_{43}	470 Ω
Kondenzátory	
C_1, C_{22}	TK754, 150 pF
C_2, C_6, C_7, C_9, C_{10}, C_{15}, C_{17}, C_{21}, C_{24}, C_{28}, C_{30}, C_{33}, C_{41}, C_{43}, C_{46}	TK 782, 100 nF
C_4, C_{13}	TK 754, 56 pF
C_8, C_{11}	TK 782, 150 nF
C_{16}	TC 281, 1 nF
C_{18}	TK 754, 10 pF (výběr)
C_{19}	TE 984, 10 μF
C_{20}, C_{40}	TE 988, 1 μF
C_{26}, C_{32}	TK 754, 120 pF
C_{23}	TK 754, 330 + 120 pF
C_{29}, C_{35}, C_{42}	TE 984, 20 μF
C_{31}	TK 783, 22 nF
C_{34}	TK 754, 220 pF
C_{36}	TE 984, 2 μF
C_{37}	TC 281, 1,5 nF
C_{38}, C_{39}	TC 235, 4,7 nF
kondenzátorové keramické trimry o ∅ 7 mm, 4,5 až 15 pF	
Tranzistory a IO	
T_1	KF910
T_2	BF245
T_3 až T_7	KC508 (KC239B)
IO	TDA1046
Diody	
D_3, D_4, D_5, D_6, D_{14}, D_{15}	KB113
všechny ostatní	KA136 (KA261)
Filtry	
F_1	SPF455A6
F_2	SPF455-9
FP feritová perla, ∅ 2,5 × 2 mm	

Cívky přijímače z obr. 63

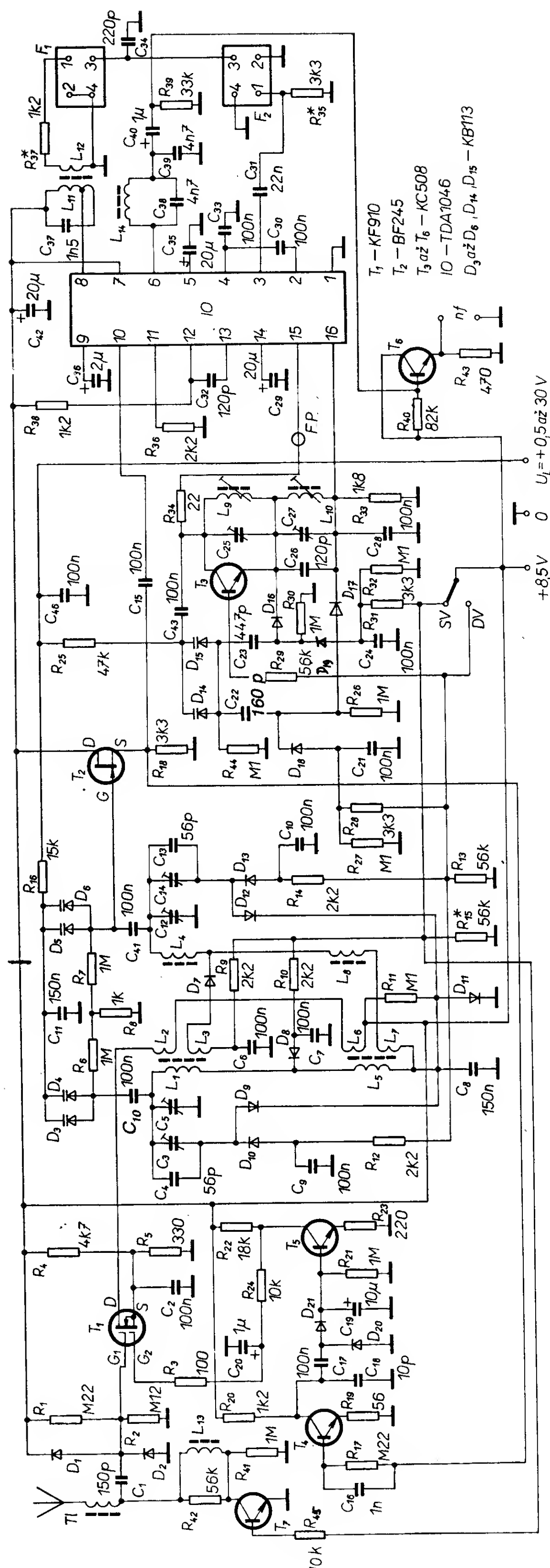
Tl – 34 závitů drátu o ∅ 0,3 mm CuU na jádře M4 × 0,5 × 12,5 mm, L = 10 μH,

L_{14} – 1190 z, ∅ 0,1 mm CuU, v hrníčku o ∅ 14 mm z hmoty H12, A_L = 160, L = 230 mH

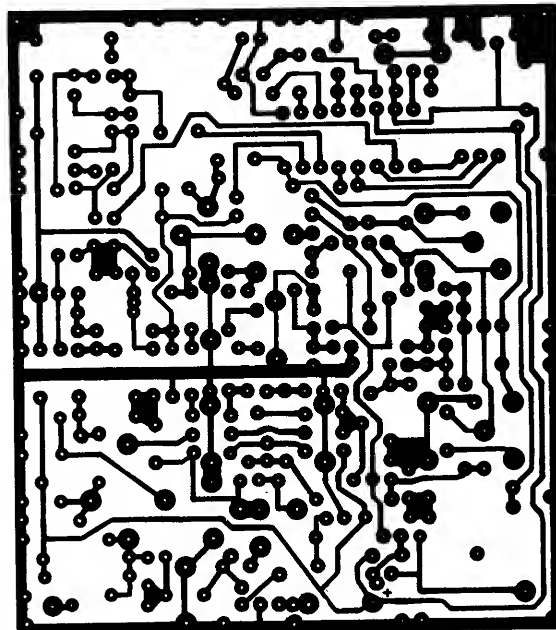
L_1 – začátek na *3*, konec na *4*, 100 z, ∅ 0,056 mm CuU, L = 208 μH (všechny cívky uspořádány podle obr. 62)

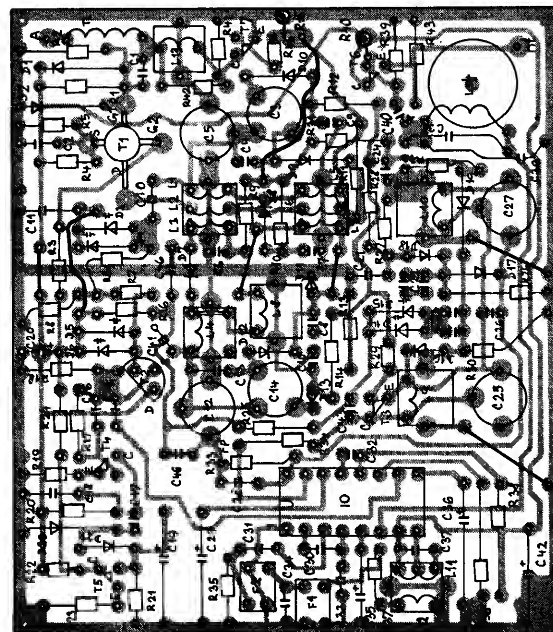
L_2 – z na *2*, k na *5*, 4 z, 0,1 CuU, Q_0 = 88/1 MHz

L_3 – z na *1*, k na *6*, 4 z, 0,1 CuU



Obr. 63. Zapojení dvourozsahového přijímače s TDA1046





Obr. 64. Deska s plošnými spoji a rozmístění součástek přijímače z obr. 63 (deska X212)

Tab. 12. Napětí na elektrodách tranzistorů (U_B = 8,5 V; I_B = 43 mA)

Pozice	G_1(B)	G_2	D(C)	S(E)
T_1 V	2,9	8,4	8,5	3,5
T_2 V	0		8,5	1,96
T_3 V	0 (SV) 4 (DV)		3,3	3,3
T_4 V	0,74		5,24	0,12
T_5 V	0		8,4	0

L_4 – z na *4*, k na *6*, 100 z, 0,056 CuU, L = 208 μH, Q_0 = 88/1 MHz
L_5 – z na *5*, k na *1*, 300 z, 0,056 CuU, L = 1,68 mH
L_6 – z na *6*, k na *2*, 6 z, 0,1 CuU, Q_0 = 90/300 kHz
L_7 – z na *4*, k na *3*, 6 z, 0,1 CuU
L_8 – z na *4*, k na *6*, 300 z, 0,056 CuU, L = 1,68 mH
L_9 – z na *4*, k na *6*, 73 z, 0,056 CuU, L = 104 μH, Q_0 = 85/1 MHz
L_{10} – z na *3*, k na *1*, 118 z, 0,056 CuU, L = 270 μH, Q_0 = 88/1 MHz

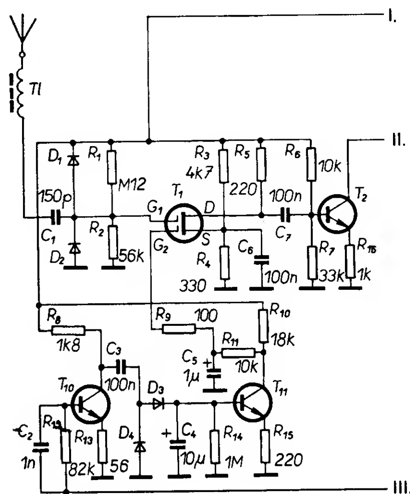
Nf charakteristika

Kmitočet Hz	30	100	300	1000	1500	2500	3000	4000	5000	10 000	20 000
Výst. napětí mV	285	300	300	288	282	285	135	15,2	12,4	1,4	1,2

L_{11} – z na *6*, o na *5*, k na *4*, 17 + 43 z, 0,056 CuU, L = 81 μH
L_{12} – z na *1*, k na *3*, 20 z, 0,1 CuU, Q_0 = 85/1 MHz
L_{13} – z na *2*, k na *5*, 367 z, 0,056 CuU, L = 2,2 mH, Q_0 = 86/1 MHz

Tab. 11. Parametry dvourozsahového přijímače

Kmitočet [kHz]	150	200	300	520	1000	1620
Ladicí napětí [V]	1,7	7,15	24	1,69	11,21	27,24
Vstupní napětí při m = 0,3 a s + š/š = 20 dB [µV]	115	100	80	65	44	40
Potlačení zrcadel [dB]	68	90	90	67	90	90
Výst. napětí při m = 0,3 a U_{vst} = 1 mV [mV]	270	185	282	290	300	315
při m = 0,3 a U_{vst} = 1 V	340	215	214	435	380	315
Zkreslení při m = 0,3 U_{vst} = 1 mV [%]	3	3	2,6	3	3,5	4
S + š/š při U_{vst} = 1 mV [mV]	48	48	48	48	48	48
Max. vstupní signál [V]	1	1	1	1	1	1



T_1 – KF910
T_2, T_3, T_7 – KF525
T_4 – BF245
T_5 – KC308 (TR15)
T_6, T_{10}, T_{11} – KC508
T_8 – KC238B
T_9 – KC238B (KC239, KC509)
D_1, D_2, D_8 až D_{27} – KA136
D_3, D_4 – GA201
D_{28} až D_{30} – KB113
IO – A244D

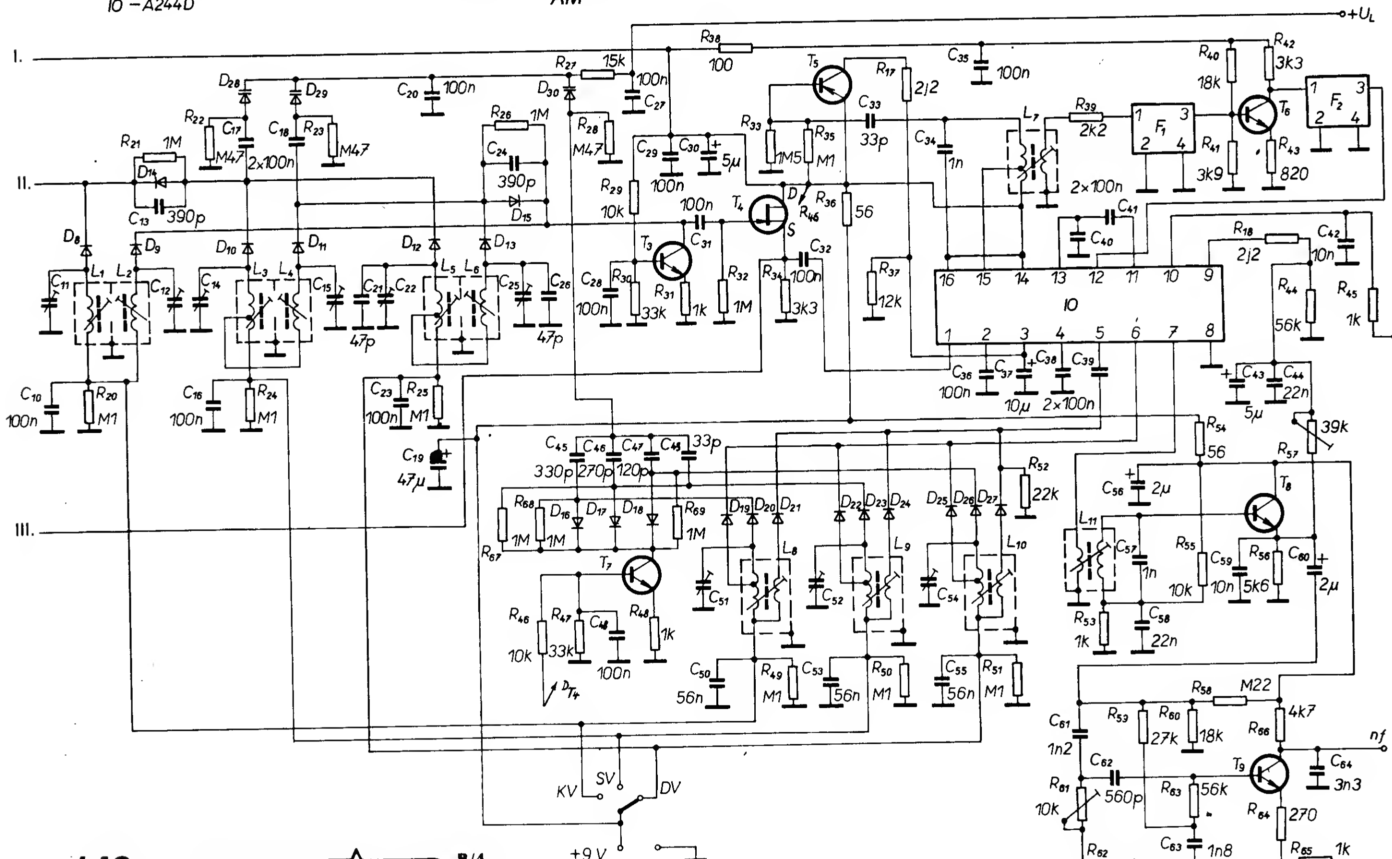
Jakostní přijímač pro KV, DV a DV

Na obr. 65 je zapojení kvalitního přijímače pro KV, SV a DV s paralelně řazenými propustmi vstupních obvodů a paralelně řazenými obvody oscilátoru s pomocnými tranzistory T_3, T_7, které umožňují přepínat laděné obvody spínacími diodami v živých koncích. Uvedené zapojení, které je předmětem PV, je výhodné v tom, že při přepínání rozsahů jsou všechny laděné obvody vysokofrekvenčně uzemňovány. Rozsahy se přepínají přivedením napájecího napětí do bodů KV, SV, DV, a to jakýmkoli způsobem (např. ze senzorového ovládání nebo přes mechanický přepínač – otočný přepínač, tlačítka Isostat apod.). Zapojení bylo navrženo s ohledem na minimální vzájemné ovlivňování rozsahů, minimální rozptylové kapacity a počet cívek. Vzájemná vazba vstupních obvodů je pro KV napěťová indukční – byla získána odstraněním přepážky v krytu. Pro SV a DV je indukční vazba přes odstraněnou přepážku ještě kombinovaná s indukční proudovou vazbou, tvořenou několika závity ve studených koncích primárních obvodů.

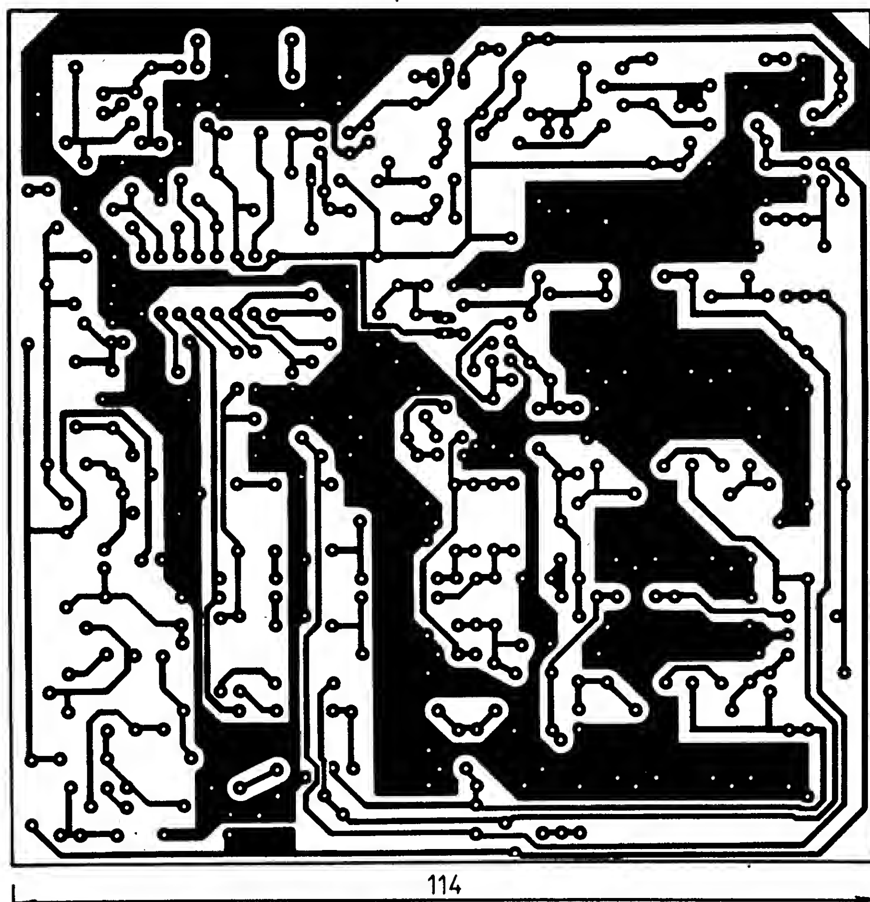
Signál z antény je přiveden přes vf tlumivku Tl a kondenzátor C_1 na vstup řízeného tranzistoru T_1 s rozsahem regulace zisku 35 až 40 dB. Tím je dosaženo dostatečně malého signálu na laděných obvodech i při velkých vstupních signálech (na varikapech by mezivrcholové vysokofrekvenční napětí nemělo být větší než 0,5 V). Při velkých napětích na varikapech se totiž nežádaně posouvá rezonanční kmitočet a tím i zkresluje signál (na bocích rezonanční křivky). Regulační napětí pro T_1 je odvozeno z detekovaného vstupního signálu při vyladění, které se odebírá přes R_{12}, C_2 z emitoru T_4, řízeného tranzistorem T_{10}. Signál se detekuje diodami D_3, D_4 a stejnosměrné napětí je zesíleno T_{11} a přes filtr R_{11}, C_5, R_9 je přivedeno na G_2 tranzistoru T_1. Primární obvody vstupních pásmových propustí jsou spínány v živých koncích spínacími diodami, jimiž teče minimální proud 5 mA. Obvody musí být napájeny ze zdroje o velké impedanci. Protože T_1 má malou výstupní impedanci, je nutno za T_1 zapojit převodník impedance T_2 se zpětnou vazbou v emitoru (neblokovaný R_{16}).

Při sepnutí KV stejnosměrný proud protékající cívkou L_1 a diodou D_8 vytvoří na kolektoru T_2 napětí, kterým se uzavře D_{14} (přes diody v primárních vinutích SV a DV – D_{10}, D_{12}, cívky L_3, L_5 a rezistory R_{24}, R_{25} na zem). Po sepnutí se do primárního laděného obvodu zapojí C_{13}, který spolu s D_{28} a dolaďovacím kondenzátorem C_{11} vytvoří rezonanční obvod krátkých vln. Sekundární cívkou L_2 protéká proud přes diodu D_9 a tranzistor T_3, který je zapojen jako zdroj konstantního proudu se zpětnou vazbou. Napětím na jeho kolektoru se uzavře dioda D_{15} a to přes diody sekundárních cívek pásmových propustí středních a dlouhých vln (D_{11}, D_{13} přes cívky L_4, L_6, rezistory R_{24}, R_{25} na zem). Tím se do laděného obvodu zapojí sériový kondenzátor C_{24}, který spolu s varikapem D_{29} a dolaďovacím kondenzátorem C_{12} tvoří rezonanční obvod krátkých vln. Obvody středních a dlouhých vln jsou uzavřenými diodami D_{10}, D_{11}, D_{12} a D_{13} odpojeny, takže se jejich kapacity neuplatní.

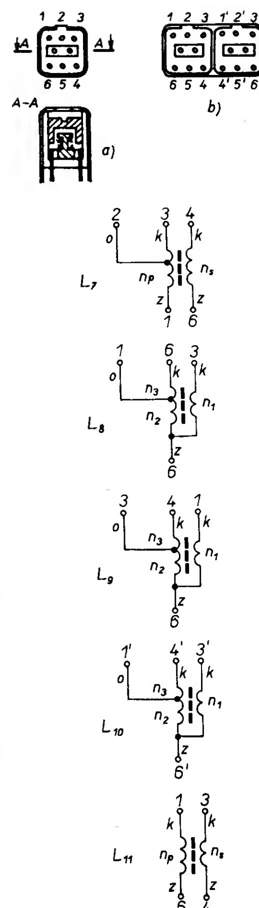
Po přivedení napětí 9 V na vstup SV protéká proud přes L_3, diody D_{10}, D_{14} do kolektoru



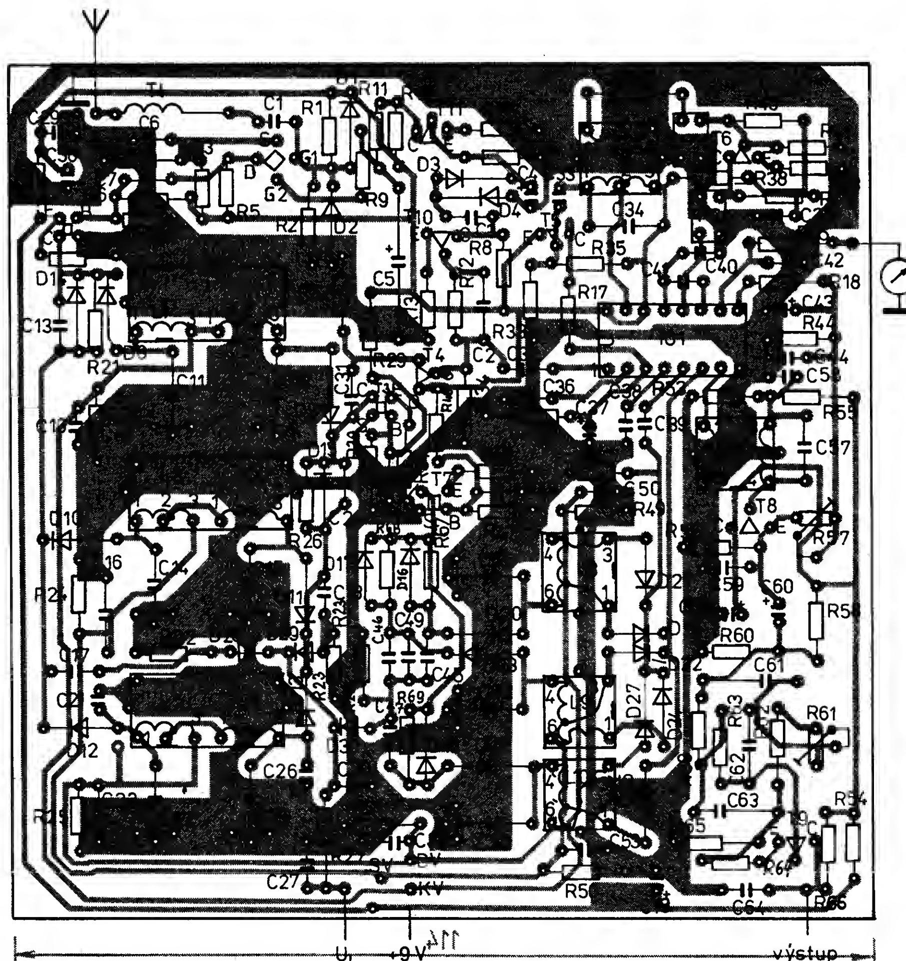
Obr. 65. Zapojení třírozsahového přijímače AM



Obr. 66. Deska s plošnými spoji přijímače z obr. 65 a deska, osazená součástkami (deska X213)



Obr. 67. Zapojení cívek přijímače z obr. 65



T_2. Sekundární obvod středních vln se připojí přes cívku L_4, diody D_{11},D_{15} a tranzistor T_3. Sekundární obvod středních vln je tvořen cívkou L_4, diodou D_{11}, kondenzátorem C_{18} a varikapem D_{29}. Obvody dlouhých vln jsou zapojeny stejně jako obvody středních vln. Vyladěný obvod má velkou impedanci, proto k jeho přizpůsobení k vstupní impedanci IO je použit FET T_4, který má velkou vstupní a malou výstupní impedanci.

V oscilátoru přijímače je použito přepínání rozsahů diodami v živých koncích oscilačních obvodů. To umožňuje použít tranzistor T_7 v zapojení proudového zdroje se společnou bází a zpětnou vazbou v emitoru. Komplikovanost zapojení je vyvážena dokonalejším vzájemným oddělením rezonančního obvodu oscilátoru a zmenšením parazitních kapacit, které nepříznivě ovlivňují horní kmitočet oscilátoru přijímaného pásma. Například při sepnutí krátkých vln prochází proud cívkou L_8, diodami D_{20},D_{16}, tranzistorem T_7, rezistorem R_{48}. Na kolektoru T_7 vznikne napětí, které uzavře diody D_{17},D_{18}, které odpojí padingové kondenzátory středních a dlouhých vln C_{46},C_{47} a připojí se krátké vlny. Současně protéká proud jak diodou D_{19}, tak i vnitřním oscilátorem v IO. Stejnosměrným napětím na oscilátoru jsou uzavřeny diody D_{22},D_{25} oscilačních obvodů středních a dlouhých vln. Proud protéká i diodou D_{21} a rezistorem R_{52}, na kterém se vytvoří napětí uzavírající diody D_{24},D_{27} vazebních vinutí středních a dlouhých vln. Diodami D_{16},D_{17},D_{18} protéká pouze spínací stejnosměrný proud a tranzistor T_7 netlumí svou velkou vnitřní impedancí oscilační obvody.

Tab. 13. Parametry třírozsahového přijímače (měřeno generátorem s Z_i = 50 Ω)

Kmitočet [MHz]	0,15	0,2	0,3	0,52	1,0	1,62	6	10	12
Ladicí napětí [V]	0,75	7,2	30	0,94	13,5	30	0,97	14	30
Vstupní napětí pro m = 0,3; s + š/š = 20 dB [μV]	20	20	20	28	30	20	25	20	15
Potlačení zrcadel [dB]	100	100	100	100	69	58	33	31	37
Výstupní napětí při U_{vst} = 1 V; m = 0,3 [mV]	258	218	215	270	270	235	210	215	250
Zkreslení při U_{vst} = 1 mV [dB]	2,3	2,2	2,0	1,3	1,8	1,4	1,4	1,3	1,2
S + š/š při U_{vst} = 1 mV [dB]	42	42	45	36	38,5	43,5	31,6	37	37,6
$U_{vst\ max}$ [V]	2	2	2	2	2	2	2	2	2

Nf charakteristika

Kmitočet [Hz]	100	300	1000	1500	2500	3000	4000	5000	10 000
$U_{výst}$ [mV]	185	232	230	212	160	130	54	31,5	31,5

Přijímač odebírá při napájecím napětí 9 V ze zdroje proud 58 mA.

Mezifrekvenční signál je laděným obvodem L_7,C_{34} a rezistorem R_{39} přiveden na mezifrekvenční keramický filtr F_1 o kmitočtu 455 kHz. Útlum filtrů F_1 a F_2 je kompenzován zesilovačem s tranzistorem T_6. Mf signál je detekován tranzistorovým detektorem v zapojení se společným kolektorem, přizpůsobeným k výstupu IO laděným obvodem L_{11},C_{57}. Stejnosměrná složka výstupu detektoru je vedena přes filtrační obvod C_{43},C_{44} (po úpravě v děliči R_{57},R_{44}) na vstup zesilovače AVC (vývod *9* IO). Nf výstup detektoru je přiveden přes C_{60} na nf zesilovač s tranzistorem T_9 (s úpravou kmitočtové charakteristiky, omezující příjem hvizdů nad 5 kHz). Dobrou činnost AVC zajišťuje tranzistor T_5, zapojený jako detektor, který je na primární část mf filtru navázán přes C_{33}.

Deska s plošnými spoji přijímače z obr. 65 je na obr. 66. Parametry přijímače jsou v tab. 13. Na obr. 67 je zapojení cívek tohoto přijímače.

Seznam součástek k obr. 65

Rezistory (TR 191 nebo TR 212)
R_1 120 kΩ
R_2, R_{44}, R_{63} 56 kΩ
R_3, R_{66} 4,7 kΩ
R_4 330 Ω
R_5, R_{15} 220 Ω
R_6, R_{11}, R_{29}, R_{48}, R_{55} 10 kΩ
R_7, R_{30}, R_{47} 33 kΩ
R_8 1,8 kΩ
R_9, R_{38} 100 Ω
R_{10}, R_{40}, R_{60} 18 kΩ
R_{12} 82 kΩ
R_{13}, R_{36}, R_{54} 56 Ω
R_{14}, R_{21}, R_{26}, R_{32},
R_{67}, R_{68}, R_{69} 1 MΩ
R_{16}, R_{31}, R_{45}, R_{48}, R_{53}, R_{65} 1 kΩ
R_{17}, R_{18} 2,2 Ω
R_{20}, R_{24}, R_{25}, R_{49},
R_{50}, R_{51}, R_{35} 100 kΩ
R_{22}, R_{23}, R_{28} 470 kΩ
R_{27}, R_{62} 15 kΩ
R_{33} 1,5 MΩ
R_{34}, R_{42} 3,3 kΩ
R_{37} 12 kΩ
R_{39} 2,2 kΩ
R_{41} 3,9 kΩ
R_{43} 820 Ω
R_{52} 22 kΩ
R_{56} 5,6 kΩ
R_{57} TP 011, 39 kΩ
R_{58} 220 kΩ
R_{59} 27 kΩ
R_{61} TP 011, 10 kΩ
R_{64} 270 Ω

Kondenzátory
C_1 TK 754, 150 pF
C_2, C_{34}, C_{57} TGL 5155, 1 nF
C_3, C_6, C_7, C_{10}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{20}, C_{23}, C_{27}, C_{28},
C_{29}, C_{31}, C_{32},
C_{35}, C_{36}, C_{38},
C_{39}, C_{40}, C_{41}, C_{48} TK 783, 100 nF
C_4, C_{37} TE 003, 10 μF
C_5 TE 988, 1 μF
C_{42}, C_{59} TK 744, 10 nF
C_{11}, C_{12}, C_{22}, C_{25}, C_{54} keramický trimr, Ø 10 mm, 5 až 20 pF (nebo WN 704 24)
C_{13}, C_{24} TK 794, 390 pF
C_{14}, C_{15}, C_{52} keramický trimr o Ø 10 mm, 3 až 9 pF (nebo WN 704 24)
C_{19} TGL 38926, 47 μF/25 V
C_{21}, C_{26} TK 754, 47 pF
C_{30}, C_{43} TE 004, 5 μF
C_{33}, C_{49} TK 754, 33 pF
C_{44}, C_{58} TK 783, 22 nF
C_{45} TK 794, 330 pF
C_{47} TK 794, 180 pF
C_{46} TK 794, 270 pF
C_{50}, C_{53}, C_{55} TK 783, 56 nF
C_{51} keramický trimr o Ø 10 mm, až 40 pF (nebo WN 704 25)
C_{56}, C_{80} TE 005, 2 μF
C_{61} TGL 5155, 1,2 nF
C_{62} TGL 5155, 560 pF
C_{63} TGL 5155, 1,8 nF
C_{64} TK 744, 3,3 nF

Tranzistory a integrovaný obvod
T_1 KF910
T_2, T_3, T_7 KF125 (525, 524, 124)
T_4 BF245
T_5 KC308 (TR15)
T_6, T_8, T_9, T_{10}, T_{11} KC508 (KC238B)
IO A244D

Diody
D_1, D_2, D_8 až D_{27} KA136
D_3, D_4 GA201 (KAS21)
D_{28}, D_{29}, D_{30} KB113

Filtry
F_1 SPF455A6
F_2 SPF455A9

Cívky
Všechny cívky jsou ve „velkých" „japonských" krytech (12 × 12 mm), na kuželkách pro VKV (10,7 MHz), uspořádání viz obr. 67. Tl jako na obr. 63

L_1 – začátek na *3*, konec na *1*, 12 závitů, drát o Ø 0,125 mm CuU, L = 4,5 μH, Q_0 = 110/10 MHz
L_2 – z na *1'*, k na *3'*, 12 z, 0,125 CuU, L = 4,5 μH
L_3 – z na *3*, o na *2*, k na *1*, 3 + 127 z, 0,056 CuU, L = 350 μH, Q_0 = 120/1 MHz
L_4 – stejná, z na *1'*, k na *3'* (bez odbočky, tj. 130 z)
L_5 – z na *3*, o na *2*, k na *1*, 6 + 374 z, 0,056 CuU, L = 4 mH, Q_0 = 115/300 kHz
L_6 – stejná, z na *1'*, k na *3'* (bez odbočky, tj. 380 z)
L_7 – n_p = 77 z, 0,056 CuC, n_s = 27 z, 0,1 CuU, odbočka od začátku vinutí 52 z, vinout společně, L = 122 μH, Q_0 = 120/500 kHz
L_8 – n_1 = 4 z, 0,1 CuU, n_2 = 5 z, 0,125 CuU, vinout společně, n_3 = 10 z, 0,125 CuU, L = 4,5 μH, Q_0 = 110/10 MHz
L_9 – n_1 = 12 z, n_2 = 29 z, obě 0,056 CuU, vinout společně, n_3 = 66 z, 0,056 CuU, L = 209 μH, Q_0 = 140/1 MHz
L_{10} – n_1 = 25 z, n_2 = 50 z, obě společně drátem o Ø 0,056 mm CuU, n_3 = 110 z, 0,056 CuU, L = 503 μH, Q_0 = 115/300 kHz
L_{11} – n_p = 30 z, 0,1 CuU, n_s = 77 z, 0,056 CuU, vinout společně, L = 122 μH, Q_0 = 120/500 kHz

Ladění a nastavování

Nastavení laděných obvodů v přijímači bývá zpravidla problematickou etapou stavby amatérských zařízení a to zejména při nedostatečném vybavení pracoviště přístroji. Nezbytným předpokladem úspěšnosti při nastavování a ladění je alespoň možnost změřit základní údaje navinutých cívek, především jejich indukčnost, kapacitu a jakost (co možno nejblíže pracovního kmitočtu). S odhadem parazitních kapacit a tlumicích odporů je pak práce s nastavováním laděných obvodů mnohem snazší. U obvodů laděných varikapy v přijímačích je nutné počítat s tlumením sériovými odpory varikapů a to v pásmu středních vln od 5 do 20 %, v pásmu krátkých vln pak s tlumením až 70 %. Další tlumení obvodů způsobuje nezanedbatelný sériový odpor spínacích diod, který především na krátkých vlnách bývá shodný se sériovým odporem cívky, takže tlumení rezonančního obvodu dosahuje 80 %. Z tohoto pohledu je zřejmé, že přístup k elektronicky laděným obvodům musí být poněkud odlišný od přístupu k původním klasickým laděným obvodům.

S novými elektronicky laděnými přijímači byl vyvinut celý sortiment miniaturních a subminiaturních obvodů, k jejichž aplikaci je třeba znát jejich elektrické vlastnosti – ty však obvykle bývají neznámé. Pro použití ve vstupních elektronicky laděných obvodech je třeba použít takové cívky, které mají větší jakost Q na začátku pásma, tzn. jejichž Q se s kmitočtem zmenšuje. Je-li na vstupu použita laděná pásmová propust, zlepšuje se potlačení příjmu zrcadlových signálů a zároveň se kompenzuje nerovnoměrný přenos signálu v přelaďovaném pásmu. V opačném případě může být nerovnoměrnost přenosu větší než 15 dB. Proto nejsou pro vstupní obvody vhodné cívky s křížovým vinutím, jejichž jakost je největší ve středu pásma. Jako výhodné se jeví miniaturní cívky „japonského typu", které se občas objevují ve výprodeji a cívky s komůrkami a válcovým vinutím z k. p. TESLA Bratislava, které jsou dolaďovány feritovým jádrem a mají na sobě vnější feritové kroužky. U subminiaturních cívek „japonského typu" se vlivem větší jakosti cívek na horním konci pásma zlepšuje přenos oproti přenosu na dolním konci až o 20 dB a to jak na dlouhých, tak i středních vlnách. Tyto cívky je výhodné použít pro zhotovení obvodů krátkých vln (jsou-li dolaďovací klobouček i činka z vf materiálu), neboť na KV mají větší jakost než běžné cívky s válcovým vinutím. Tyto cívky jsou vhodné i na nepřelaďované obvody, jako jsou např. obvody pro mezifrekvenci.

Pro vf obvody v pásmu VKV jsou vesměs používány miniaturní cívky s válcovým vinutím, dolaďované feritovými jádry. Vzhledem k teplotní stabilitě obvodů by byly výhodnější cívky s vf ferokartovými jádry, avšak výroba těchto jader byla v ČSSR zastavena a specializována do NDR.

Miniaturní a subminiaturní cívky mají proti cívkám s křížovým vinutím podstatně menší

vlastní kapacitu. To je výhodné právě na horních koncích přelaďovaných pásem, kde malá změna kapacity varikapu představuje velkou změnu ladicího napětí.

Jak vyplývá z konstrukce uvedených vzorků rozhlasových přijímačů s přelaďovanými pásmovými propustmi a s laděným oscilátorem, lze obvody ladit buď dvěma nebo i jednou trojicí varikapů, případně jejich kombinací. Vzhledem k tomu, že jakost cívek je převážně závislá na feritových materiálech použitých pro dolaďování, je výhodnější použít cívky s větší indukčností (pokud ji lze realizovat), především pro menší vliv odporu spínacích diod na tlumení a dále pro zmenšení počtu potřebných varikapů na polovinu. Použití takových cívek je výhodné především tehdy, je-li místo mechanického spínače použita jen jedna spínací dioda.

Při nastavování přelaďovaných vstupních obvodů je třeba postupovat takto: Pro zvolené pásmo (dlouhé nebo střední vlny) známe nebo vypočteme (podle některé z metod výpočtu souběhu superhetorodynu) slaďovací body s nulovou odchylkou kmitočtu. Je třeba připomenout, že jsou to údaje vypočtené s menší nebo větší nepřesností na základě odhadů různých rozptylových kapacit. Zde je na místě rčení, že jde o přesný výpočet z nepřesných čísel. Z uvedených vypočtených souběhových bodů lze vypočítat ladicí kapacity varikapů, když odečteme kapacity rozptylové a dolaďovací. Z grafů závislosti kapacity varikapů na ladicím napětí vyplynou potřebná napětí pro zvolené slaďovací body. Jsou to opět jen směrné údaje, které během nastavování souběhu vstupních obvodů musí být korigovány. Ze zvolené metody výpočtu souběhu platí pro zvolené pásmo dlouhých a středních vln společné geometrické rozdělení souběhových bodů. Použijeme-li pro obě pásma shodný rozsah ladicího napětí, budou s ohledem na dolaďovací a rozptylové kapacity shodné i souběhové body. Pro dlouhé vlny se volí souběhové body na kmitočtech 160, 225 a 290 kHz a pro střední vlny 0,59, 1,07 a 1,54 MHz. Pro použité varikapy KB113 jsou odpovídající přibližná ladicí napětí 2-11-25 V.

U krátkých vln je souběh spočítán ve dvou bodech. Zde je nutno připomenout, že i vstupní obvody krátkých vln musí být vypočteny se sériovým kondenzátorem a to pro dosažení dobrého potlačení zrcadlových signálů. Nejsou-li obvody konstruovány s tímto sériovým zkracovacím kondenzátorem, potlačení zrcadlových signálů se v pásmu KV plynule mění; přibližně ve středu pásma je potlačení nulové a na konci pásma je potlačen užitečný signál. K tomuto jevu bylo přihlédnuto při konstrukci vzorku přijímače s paralelně řazenými vstupními a oscilátorovými obvody pro SV, DV, KV. Slaďovací body krátkých vln jsou 6 a 12,5 MHz, kterým odpovídá ladicí napětí asi 1 a 30 V.

Oživování přijímače, jak bylo uvedeno, je záležitostí zkušeností a přístrojového vybavení. Nejprve zkontrolujeme zapojení „stejnosměrně". U IO by na jejich vývodech měla být zhruba tato napětí:

Vývod	A244D	UL1204N (TDA1046)	A4100D AM	A4100D FM	
1	2,1	0	0	0	V
2	2,1	3,0	2,8	0	V
3	–	3,0	1,3	0	V
4	2,0	2,0	U_B	0	V
5	2,0	0,65	0 až 1,2	0	V
6	U_B	0,45	1,25	0	V
7	0,1	U_B	1,25	0	V
8	0	U_B	0	1,58	V
9	1,9	0	1,58	V	
10	–	1,9	0	1,58	V
11	1,7	–	0	U_{ref}	V
12	1,7	7,7	0	2,73	V
13	1,7	4,0	0	2,73	V
14	U_B	1,6	0	1,9	V
15	U_B	3,4	0 až 3	0 až 3	V
16	U_B	3,4	0	U_B	V
17	–	–	U_B	0	V
18	–	–	0,7 až 1,6	0	
19	–	–	1,3	0	V
20	–	–	0,65	0	V
21	–	–	3,6	0	V
22	–	–	2,8	0	V

Je možné postupovat různými metodami. Osvědčenou metodou je začít u nf koncových stupňů. Zkontrolujeme zesílení a kmitočtovou charakteristiku nízkofrekvenčního zesilovače s upravenou kmitočtovou charakteristikou. K tomu budeme potřebovat nf generátor s rozsahem alespoň 200 Hz až 10 kHz a s výstupním napětím kolem 200 mV, pro kontrolu přebuzení zesilovače potřebujeme nf osciloskop. Signál z nf generátoru připojíme přes kondenzátor asi 10 μF na vstup nf zesilovače, který je odpojen od detektoru.

Mf a detekční obvod ladíme na maximum na výstupu detektoru, kam můžeme připojit buď nf milivoltmetr nebo osciloskop. Na vf generátoru nastavíme kmitočet shodný s kmitočtem použitého keramického filtru (455 nebo 468 kHz). Vf generátor přepneme na modulaci AM s hloubkou modulace 30 % a připojíme ho přes kondenzátor 100 nF na vstup IO (vývod *1* u A244D). Obvod oscilátoru zablokujeme připojením paralelního kondenzátoru 100 nF k obvodu (nebo u A244D mezi vývod *6* a zem). Výstupní úroveň generátoru nastavíme zpočátku na 100 mV. Pokud je mf zesilovač a detektor v pořádku, objeví se na výstupu nf signál. Snižováním úrovně signálu z vf generátoru a postupným dolaďováním mf a detekčního obvodu nastavujeme maximální výstupní signál. Nastavení lze kontrolovat i na výstupu pro S-metr (u A244D vývod *10*) např. Avometem, měřené napětí by mělo být 0,2 až 1,4 V.

Je-li mf a nf zesilovač nastaven, přeladíme signální generátor, připojený na vstup IO (u A244D vývod *1*), na kmitočet 520 kHz, nastavíme modulaci AM na 30 % a výstupní napětí na 50 mV. Přijímač přepneme na střední vlny a nastavíme ladicí napětí 1 V. Výstupní napětí měříme na výstupu nf nebo na výstupu pro S-metr. Odblokujeme oscilátor a jádrem *oscilátoru SV* nastavíme na výstupu maximum, při postupném zmenšování napětí výstupního signálu ze signálního generátoru. Napětí generátoru zmenšujeme až na úroveň, kdy přestává fungovat AVC. Potom generátor přeladíme na 1620 kHz a jeho výstupní napětí zvětšíme na 50 mV. Ladicí napětí nastavíme na 30 V. Dolaďovacím kondenzátorem nastavíme oscilátor SV tak, abychom na výstupu dostali maximum. Stejně jako v předchozím případě zmenšujeme výstupní napětí generátoru až do okamžiku, kdy přestane pracovat AVC. Tento postup opakujeme alespoň čtyřikrát, cílem je dosáhnout přijatelné shody výstupních nf napětí na obou koncích pásma. Ladicí napětí je třeba vždy nastavovat na stejnou velikost, třeba pomocí přepínaných pevných děličů napětí ze stabilizovaného zdroje, nebo kontrolovat napětí číslicovým voltmetrem na dvě desetinná místa. Tím je zhruba nastaven rozsah oscilátoru středních vln.

Oscilátor dlouhých vln nastavujeme při kmitočtu generátoru 150 a 300 kHz, oscilátor krátkých vln při kmitočtech generátoru 6,00 a 12,45 MHz. Nekmitá-li některý z oscilátorů, zkontrolujeme a případně opravíme zapojení obvodů (prohodíme např. konce vazebního vinutí).

Naladění vstupních obvodů. Jelikož jsou ve vstupních obvodech použity pásmové propusti, u nichž se může s laděním měnit vazba z podkritické na nadkritickou, je nutné postupovat jinak, než když ladíme jednoduché obvody. Signální generátor připojíme na vstup přijímače a nastavíme jej na kmitočet dolního slaďovacího bodu laděného rozsahu. Přijímač nastavíme ladicím napětím na stejný kmitočet. Paralelně k jednomu z obvodů pásmové propusti připojíme tlumicí rezistor asi 5,6 kΩ a druhý dolaďujeme ladicím jádrem na maximum na výstupu. Při ladění zmenšujeme postupně vstupní signál asi od 50 mV až do úrovně, kdy přestává pracovat AVC. Potom připojíme paralelně k naladěnému obvodu rezistor 5,6 kΩ, zvětšíme vstupní úroveň signálu a doladíme stejným způsobem nenaladěný obvod (druhou část propusti). Generátor a přijímač přeladíme na horní slaďovací bod, naladíme nezatlumený obvod příslušným dolaďovacím kondenzátorem na maximum na výstupu. Tlumicí rezistor přepojíme na naladěný obvod a nenaladěný naladíme na maximum. Postup slaďování v obou slaďovacích bodech několikrát opakujeme.

Naladění lze kontrolovat podle stavu vybavení pracoviště. Je-li k dispozici vf milivoltmetr, lze jej připojit na vstup IO (u A244D vývod *1*) a při naladění přijímače na libovolný kmitočet zjistit rozlaďováním generátoru změnu vf napětí od napětí při naladěném přijímači. Vysokofrekvenční signál na vstupu IO (u A244D vývod *1*) musí být vlivem vf automatiky na nízké úrovni. Aby bylo možno tento signál měřit na úrovni alespoň 100 mV, je třeba vyřadit vf automatiku z funkce a to např. kondenzátorem asi 100 nF, zapojeným z kolektoru vf zesilovače v zesilovači vysokofrekvenční automatiky proti zemi.

Možné přebuzení vstupním signálem kontrolujeme na výstupu přijímače osciloskopem.

Souběh lze kontrolovat tak, že například při nastavení přijímače na body souběhu rozlaďujeme signální generátor kolem těchto bodů (kmitočtů) na obě strany a za současného dolaďování zjišťujeme maxima změn vf signálu vf milivoltmetrem. Změny vf napětí nemají být větší než ±3 dB oproti napětí při vyladěném signálu. Protože šířky propustnosti pásmových propustí jsou v každém rozsahu přijímače jiné a ještě se mění v rozsahu tak, že na začátku rozsahu je propustnost až čtyřikrát menší než na konci rozsahu, bude jim úměrné i rozlaďování; u popisovaných přijímačů je rozlaďování pro dlouhé vlny 5 až 20 kHz, pro střední vlny 15 až 60 kHz a pro krátké vlny 150 až 600 kHz. Souběh můžeme kontrolovat i tak, že přelaďujeme každý rozsah při malém vstupním signálu (10 až 20 μV) a měříme na výstupu poměr signál + šum ku šumu. Odchylky by neměly přesáhnout 6 dB. Je-li vyladěný signál na strmém boku vstupní pásmové propusti, je zkreslena modulace vlivem příliš potlačeného postranního pásma amplitudové modulace. Nedosáhne-li se podle uvedených pokynů optimálních výsledků, znamená to, že souběhové body jsou ladicím napětím kmitočtově posunuty – pak je třeba je „vrátit zpátky" a znovu přeladit uvedeným způsobem vstupní obvody.

Je-li v přijímači použit mezifrekvenční odlaďovač, nastavíme ho tak, že přivedeme na vstup přijímače ze signálního generátoru naladěného na mf kmitočet a amplitudově modulovaného signál o takové úrovni, aby prošel přijímačem na výstup a jádrem odlaďovače nastavujeme minimum výstupního

napětí při současném zmenšování úrovně vstupního signálu.

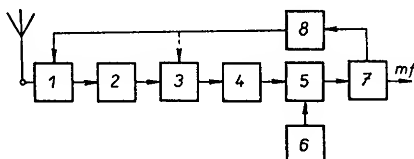
Máme-li k dispozici vf milivoltmetr, měříme i úroveň oscilačního napětí, které by u A244D mělo být na vývodu *5* asi 150 mV, u UL1204N (TDA1046) na vývodu *15* asi 300 mV a u A4100D na vývodu *3* asi 10 mV. Vývod *3* A4100D nesmíme zatížit kapacitou. Hrubě lze oscilátor naladit i pomocí záznějů na druhém přijímači.

Ladění několikaobvodové soustředěné selektivity. Pokud je jako náhrada za keramický filtr AM zapojen obvod soustředěné selektivity, pak signál z generátoru přivádíme na vstup IO, stejně jako při slaďování mf zesilovače. Na první obvod soustředěné selektivity připojíme přes kondenzátor 1,5 až 3 pF vf milivoltmetr. Generátor naladíme na mf kmitočet (455 kHz) a jeho výstupní úroveň nastavíme tak, aby na milivoltmetru bylo asi 100 mV. Potom druhý obvod zkratujeme a první obvod naladíme na maximální výchylku milivoltmetru. Po naladění prvního obvodu zkratujeme třetí obvod a ladíme druhý obvod na minimální výchylku milivoltmetru. Pak zkratujeme čtvrtý obvod a třetí obvod naladíme na maximální výchylku milivoltmetru atd. S přibývajícím počtem obvodů se výchylky maxim a minim zmenšují. Poslední obvod naladíme tak, že vf milivoltmetr odpojíme a první a poslední obvod naladíme na maximální výstupní nf napětí. Bude-li použit filtr soustředěné selektivity, musí mít poslední obvod odbočku asi na 1/10 závitů, aby vstupní odpor mf zesilovače nezatlumoval příliš tento obvod a nezhoršoval jeho jakost.

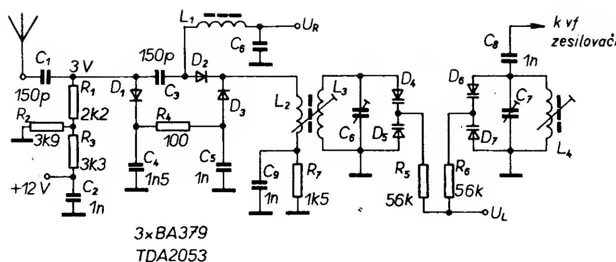
Přijímače signálů FM

Další částí autopřijímače bývá přijímač VKV. Přijímač VKV je sestaven z jednotky VKV (obr. 68), mezifrekvenčního zesilovače, obvodu pro potlačení poruch, dekodéru dopravního rozhlasu ARI a stereofonního dekodéru. U starších typů obvod pro potlačení rušení, dekodér dopravního rozhlasu ARI a u monofonních i stereofonní dekodér bývají vypuštěny.

Na řešení jednotky VKV (i samozřejmě na řešení mf zesilovače) závisejí parametry přijímače VKV. Nejprve věnujeme pozornost možným variantám zapojení jednotky VKV, vhodné pro použití v dobrých autopřijímačích. Na obr. 68 je blokové zapojení vstupní jednotky VKV. Signál z antény je přiveden na útlumový článek s diodami PIN (1), z něj na jednoduchý nebo dvojitý vstupní obvod (2), z kterého je veden na vf předzesilovač (3) s tranzistorem MOSFE. Do jeho kolektoru (D) bývá zapojen jednoduchý nebo pásmový laděný obvod (4), z něhož je signál veden do směšovače (5). Do směšovače je přiveden i signál z místního oscilátoru (6), který po smísení se vstupním signálem vytvoří mezifrekvenční signál, který odebíráme k dalšímu zpracování v mf zesilovači (7). Z výstupu



Obr. 68. Blokové zapojení jednotky VKV:, 1 – regulátor zisku s diodami PIN, 2 – první pásmová propust, 3 – vf předzesilovač, 4 – druhá pásmová propust, 5 – směšovač, 6 – oscilátor, 7 – výstupní mf propust, 8 – zesilovač AVC



Obr. 69. Zapojení regulátoru zisku s PIN a první pásmové propusti

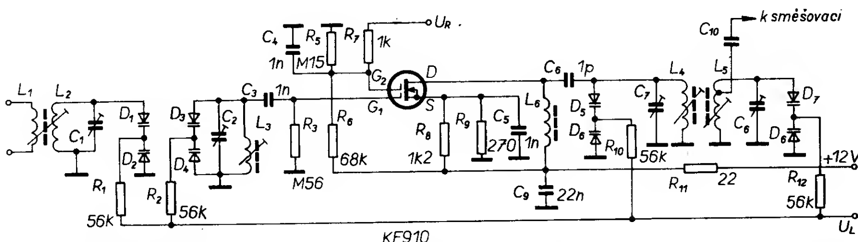
filtru zapojeného na výstup směšovače je odebírán někdy mf signál, který se po usměrnění používá k řízení zesilovače AVC (8). Z výstupu zesilovače AVC bývá řízen buď útlumový článek PIN nebo vf předzesilovač.

Na obr. 69 je příklad zapojení vstupního obvodu jednotky VKV s regulací zisku diodami PIN a se dvěma laděnými obvody. Signál z antény je přes C_1 veden na regulátor s diodami PIN, $D_1D_2D_3$. Průběh regulace zisku je určen rezistory $R_1R_2R_3R_7$ a to tak, že regulace začíná při 7 V a maximální bude při 1,5 V. Regulační napětí se přivádí přes tlumivku L_1. V neregulovaném stavu je otevřena dioda D_2 regulačním napětím 7 V. Při zvětšování vstupního napětí se regulační napětí zmenšuje až na 1,5 V, při kterém se D_2 uzavře a otevřou se D_1D_3 a přes C_4 a C_5 je vf napětí svedeno k zemi. Při neregulovaném stavu je signál veden přes C_3 a D_2 na vazební vinutí L_2 a z něj indukční vazbou na primární vinutí laděného obvodu pásmové propusti $L_3C_6D_4D_5$ a další indukční vazbou (danou vzdáleností cívek L_3 a L_4) na sekundární část pásmové propusti $L_4C_7D_6D_7$. Přes C_8 je signál přiveden na vstupní tranzistor. Kondenzátorem C_9 je vf uzemněno vazební vinutí L_2. Ladicí napětí se na varikapy přivádí přes R_5R_6. Toto zapojení se používalo zejména v jednotkách VKV s bipolárními tranzistory, které nejsou vhodné pro zpracování velkých vstupních signálů. Při zapojení s tranzistory MOSFE se dvěma řídicími elektrodami se regulátor s diodami PIN vypouští. U většiny současných autopřijímačů bývá vypuštěna i vstupní pásmová propust, která se nahrazuje jednoduchým laděným obvodem s vazebním vinutím na anténu. Problematikou výběru vhodných součástek se budeme zabývat na konci statě o jednotkách VKV. Použití pásmové propusti na vstupu zlepšuje ovšem selektivitu (možnost potlačení vlivu silných signálů) a tím zlepšuje odolnost proti křížové modulaci, což je výhodné zejména u autopřijímačů, neboť ty pracují v rychle se měnících příjmových podmínkách.

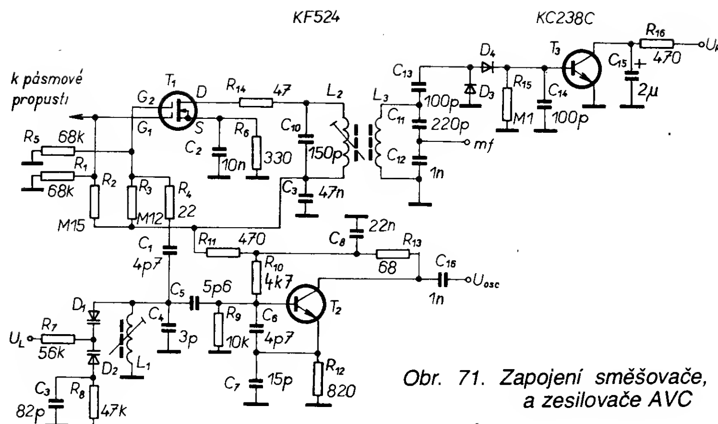
Na obr. 70 je zapojení vstupního vf předzesilovače vhodného pro připojení k různým typům směšovačů. Vstupní signál je přiveden na vazební vinutí L_1 s impedancí 150 Ω. Indukční vazbou je signál přenesen na primární část pásmové propusti $L_2C_1D_1D_2$ a indukční vazbou, nastavenou vzdáleností cívek L_2 a L_3, na sekundární část pásmové propusti $L_3C_2D_3D_4$. Z ní je vstupní signál přes C_3 veden na G_1 tranzistoru T_1. Pracovní bod T_1, je nastaven $R_3R_5R_6R_8R_9$. Přes R_7 je přiváděno regulační napětí na G_2 tranzistoru T_1 (regulace zisku T_1). Nasazení regulace je určeno děličem R_5R_6. Rezistory R_8R_9 zabraňují zničení T_1 při regulaci zisku. Kolektor (D) je napájen přes tlumivku L_6 (6,8 μH, navinutou na jádru hmoty N1). Z kolektoru D T_1 je signál přes C_6 veden na primární část pásmové propusti $L_4C_7D_5D_6$ a indukční vazbou, určenou vzdáleností cívek L_4 a L_5, je přenesen do sekundární části pásmové propusti $L_5C_8D_7D_8$. Z této propusti je signál veden z odbočky (nebo z celého vinutí, nebo přes vazební vinutí) do směšovače. Při odběru vf signálu z odbočky může mít C_{10} větší kapacitu než při odběru vf signálu z celého obvodu, přitom následující prvek neovlivňuje jakost pásmové propusti, zapojené mezi vf předzesilovačem a směšovačem. Je-li jako směšovač zapojen IO, používá se obvykle vazba vazebním vinutím.

Ladicí napětí je na jednotlivé varikapy přivedeno přes $R_1R_2R_{10}R_{12}$.

Na obr. 71 je zapojení směšovače a oscilátoru s tranzistory. Výstupní signál je ze sekundární strany propusti veden na G_1, tranzistoru T_1a signál z místního oscilátoru je přiveden přes C_1R_4na G_2 tranzistoru. Pracovní bod T_1 je nastaven $R_1R_2R_3R_5R_6$. Oscilátor pracuje s tranzistorem T_2 a obvodem $L_1D_1D_2C_3C_4$ $C_5C_6C_7$. Pracovní bod T_2 je nastaven $R_9R_{10}R_{12}R_{13}$. Kondenzátor C_3 je souběhový a C_6C_7 určují zpětnou vazbu. Z kolektoru je možné odebírat přes C_{16} signál oscilátoru pro digitální stupnici. Rezistorem R_{11} je oscilátor oddělen od ostatních obvodů napájení. Přes R_7 je přiváděno ladicí napětí a R_8 uzavírá obvod závěrného proudu D_1D_2. Smísený oscilační a vstupní signál vytvoří mezifrekvenční signál, který je z kolektoru T_1 veden přes R_{14} na primární stranu mf pásmové propusti $C_{10}L_2$ a indukční vazbou na sekundární část mf pásmové propusti, $L_3C_{11}C_{12}$. Ze spoje $C_{11}C_{12}$ je mf signál veden do mf zesilovače. Ze sekundární části mf pásmové propusti je rovněž mf signál přes C_{13} veden na zdvojovač napětí $D_3D_4R_{15}C_{14}$. Stejnosměrným napětím z výstupu zdvojovače je řízen zesilovač AVC T_3, z jehož kolektoru je vedeno regulační napětí buď do vstupního vf předzesilovače nebo do regulátoru PIN. Kondenzátorem C_{14} je vyfiltrován zbytek mf napětí a C_{15} určuje časovou konstantu obvodu AVC.



Obr. 70. Zapojení první a druhé pásmové propusti a vf předzesilovače (mezi G_1 a spojem R_6, R_8 chybí R_4, 150 kΩ)



Obr. 71. Zapojení směšovače, oscilátoru a zesilovače AVC

Na obr. 72 je zapojení směšovače a oscilátoru s tranzistorem p-n-p a IO SO42P nebo UL1042N. Signál je ze sekundární části pásmové propusti $L_4D_3D_4C_3$ indukčně přes vazební vinutí L_3 přiveden na vstup dvojitého balančního směšovače v IO. Do IO je přes vazební vinutí L_5 přiveden i signál z místního oscilátoru. Oscilátor je vnější a pracuje s tranzistorem T_1 a laděným obvodem $L_6C_4D_1D_2C_5C_7C_8$. Zpětná vazba z emitoru do kolektoru T_1 je zavedena přes R_4C_8. Rezistor R_4 zabraňuje parazitním nežádoucím kmitům. Kondenzátor C_5 je souběhový a přes R_2 je uzavírán obvod závěrného proudu varikapů D_1D_2. Pracovní bod T_1 je nastaven rezistory $R_6R_7R_8$, napájecí napětí oscilátoru je od ostatních napájecích napětí odděleno R_{11}. Ze spoje $R_4C_7C_8$ je signál oscilátoru přes C_{13} veden na oddělovací stupeň T_2, z jehož kolektoru je dále veden přes C_{15} do obvodů digitální stupnice. Pracovní bod T_2 je nastaven R_9. Rezistor R_{10} je pracovním rezistorem pro T_2. Pro pozici T_1,T_2 je nutné použít vf tranzistory, např. BF506 a KF125. Smísený signál vstupní a oscilační vytvoří mezifrekvenční signál, který je přiveden na primární část pásmové mf propusti L_1C_1. Cívka L_1 má středový vývod, přes který jsou napájeny kolektory směšovače v IO. Přes vazební vinutí L_2 a kondenzátor C_{10} je mf signál přiveden na sekundární část pásmové mf propusti $L_7C_{11}C_{12}$. Ze spoje $C_{11}C_{12}$ je mf signál veden do mf zesilovače. Rezistorem R_5 je odděleno ladicí napětí oscilátoru.

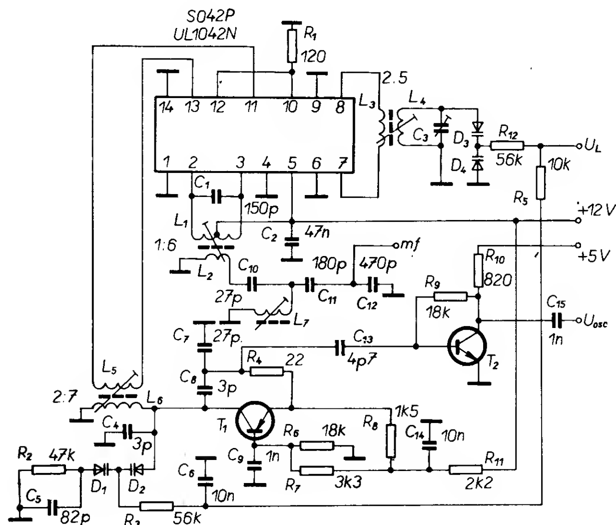
Na obr. 73 je zapojení směšovače a oscilátoru s TDA1062 nebo K174ChA15 (ze SSSR). IO TDA1062 je IO pro celou jednotku VKV, ale praxe ukázala, že je vhodné předřadit před něj vf předzesilovač s tranzistorem MOSFET. Vstupní signál na směšovač je přiveden ze sekundární části vf pásmové propusti $L_4D_3D_4$ přes vazební vinutí L_3. Vf předzesilovač v IO není zapojen. Pro místní oscilátor je využit vnitřní oscilátor v IO, který je přes vazební vinutí L_2 navázán indukčně na laděný oscilační obvod $L_1D_1D_2$. Snaha zmenšit počet operací při ladění jednotky VKV vedla výrobce IO k nekonvenčnímu způsobu ladění, tj. ve slaďovacím bodu měnit kapacitu varikapů odporovými trimry R_2R_9. Stejný způsob doladění používá ve své jednotce VKV i TESLA Bratislava. Smísený vstupní a oscilátorový signál je jako mf signál veden do mf obvodu L_6C_8 (také se středním vývodem cívky L_6) a přes vazební vinutí L_5 do mf zesilovače. Z jednoho kolektoru tranzistorů balančního směšovače v IO je mf signál přes C_9 přiveden na zdvojovač napětí $D_5D_6D_{12}$, zbytek mf signálu je odfiltrován C_{10}. Stejnosměrným napětím ze zdvojovače je řízen zesilovač AVC T_1 a z jeho kolektoru přes R_{13} je vyvedeno regulační napětí do vf předzesilovače (např. z obr. 70).

Součástky pro přijímače VKV

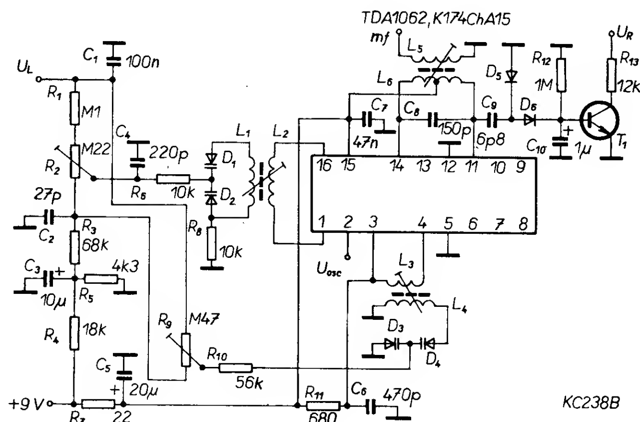
Dále si uvedeme zásady výběru vhodných součástek pro vstupní jednotky VKV. Pro vf předzesilovače je nejvhodnější použít tranzistory MOSFE se dvěma řídicími elektrodami typu KF910, KF907, SM200 (NDR), KP350 (SSSR). TESLA Piešťany připravuje nový typ těchto tranzistorů, KF981. Na pozici směšovače je nejvhodnější použít dvojitý integrovaný balanční směšovač, který potlačuje velmi účinně pronikání mf signálu na vf vstup směšovače, např. SO42P, UL1042N (PLR), TCA240, TDA1574, TDA1062 a jeho sovětský ekvivalent K174ChA15. Posledně jmenované obvody jsou vlastně celým přijímačem VKV. I když se s těmito obvody dosahuje relativně dobrých výsledků, je vzhledem k možnosti vzniku křížové modulace lépe nezapojovat vf zesilovač v IO a před IO zapojit tranzistor MOSFE.

V současné době se v jednotkách VKV pro ladění používají většinou varikapy. Aby bylo možné bez zkreslení zpracovávat velké signály, je nejlépe použít do jednoho laděného obvodu vždy dva varikapy zapojené v „protitaktu". Z varikapů vyráběných v k. p. TESLA jsou nejvhodnější typy KB109G a KB205B, KB304. Varikapy KB304, které budou od letošního roku vyráběny, jsou dvojice varikapů v protitaktním zapojení. Pro jednotky VKV jsou z uvedených typů varikapů nejvhodnější KB109G, které mají velkou počáteční kapacitu a není proto třeba tak pečlivě „hlídat" parazitní kapacity (jako např. u KB205B). Pro oscilátor jsou nejvhodnější tranzistory KF124, KF125, SF235; SF245 nebo BF506 (MLR, který je použit v kanálových voličích TVP).

Pro zesilovač AVC je vhodné použít KC238C a pro usměrnění mf signálu pro zesilovač AVC je vhodné použít buď germaniové diody nebo Schottkyho diodu KAS22. Do obvodu vf zesilovače jsou vzhledem k malému šumu výhodnější rezistory TR 191 než TR 212, neboť by se v některých případech mohlo s TR 212 zhoršit šumové číslo jednotky VKV. Pro tělíska cívek je vhodné použít kostřičky o průměru 4,5 mm a „vystárnutá" feritová jádra z hmoty N01P pro vf obvody a pro mf obvody použít cívky v krytu o straně asi 7×7 mm. U oscilátoru bývá výhodnější použít pro dolaďování mosazná nebo hliníková jádra, která stárnutím nemění vlastnosti obvodu. Velkou pozornost je třeba věnovat zejména výběru vhodných typů kondenzátorů, protože autopřijímač pracuje v širokém rozsahu teplot a při použití předvolby by předvolený vysílač, vlivem změny kmitočtu zejména oscilátoru, mohl časem „zmizet". V zapojení na obr. 67 by dolaďovací proměnné kondenzátory $C_1C_2C_7C_8$ měly být keramické s co nejmenším teplotním koeficientem (popř. záporným). Blokovací a vazební kondenzátory 1 nF doporučujeme TK 744 a rovněž tak blokovací kondenzátory 22 nF, 10 nF, C_3 v obr. 68 je typu TK 783, C_6 v obr. 70 by měl mít teplotní součinitel $+100.10^{-6}$/K, z čs. výrobků bude nejvhodnější TK 656, C_1 na obr. 71 má mít nulový teplotní součinitel, nejvhodnější z našich bude TK 754, C_2 na stejném obrázku je TK



Obr. 72. Zapojení oscilátoru a směšovače s SO42P nebo UL1042N



Obr. 73. Zapojení oscilátoru a směšovače s TDA1062 (K174ChA15)

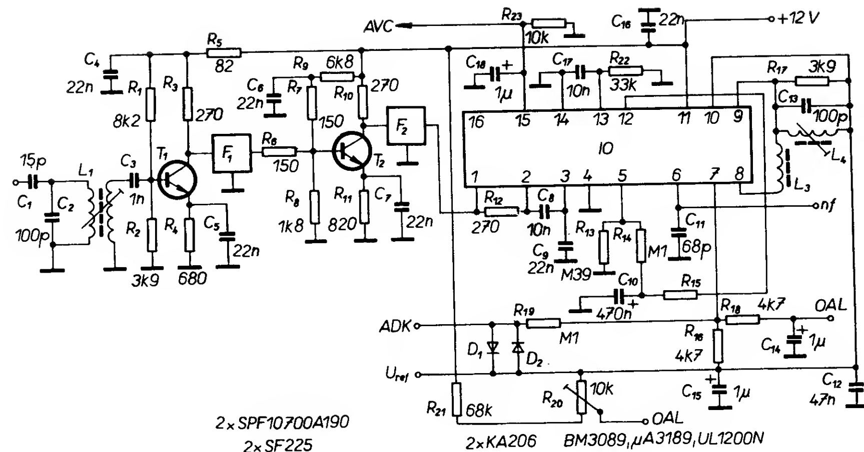
744, C_3 TK 774, C_4 z materiálu negatit N470, z našich TK 676, C_5 by měl mít nulový teplotní součinitel, z našich je vhodný TK 754, C_6 stejně jako C_5, C_7 TK 785, C_8 TK 744, C_9 TK 783, C_{10} styroflex TGL5155, C_{11} TK 754, C_{12} TK 744, C_{13} a C_{14} TK 754, C_{16} TK 744. Dále by jednotka VKV měla mít kryt s přepážkou mezi vf předzesilovačem, směšovačem a oscilátorem.

Mf zesilovače pro FM

V následujícím pojednání věnujeme pozornost mezifrekvenčním zesilovačům pro FM. Na obr. 57 bylo uvedeno zapojení kombinovaného IO A4100D. Vstupní mf signál je přes C_2 veden na laděný obvod C_3L_1 a přes vazební vinutí L_2 a C_8 do báze T_1 a z jeho kolektoru přes keramický filtr F_1 na vstup symetrického zesilovače (vývod *9* IO), jehož druhý vstup je vf přes C_{14} uzemněn. Za mf zesilovačem je zapojen omezovač a koincidenční detektor. Fázovací obvod detektoru se skládá z $R_{15}C_{22}L_8C_{23}C_{25}L_9C_{24}R_{16}$. Fázovací obvod je zapojen jako pásmová propust, čímž se zmenšuje zkreslení. Je zřejmé, že detektor bude detekovat signály FM, i když vypustíme $C_{23}C_{25}C_{24}L_9R_{16}$. Potřebné fázovací kondenzátory jsou součástí IO. Nf signál je k dispozici na vývodu *14* IO. Při provozu mono platí pro R_{17} a C_{27} uvedené hodnoty, při provozu stereo platí hodnoty uvedené v závorce. Z výstupu nf je ss složka po detekci vedena do zesilovače ADK a z jeho výstupu (vývod *11* IO) do jednotky VKV nebo zdroje ladicího napětí. Část mf signálu je uvnitř IO usměrněna a přivedena do součtového obvodu indikátoru síly pole (vývod *15* IO). Tranzistor T_2 odpojuje ADK při provozu AM.

Na obr. 59 bylo zapojení jiného typu kombinovaného IO přijímače AM-FM, IO UL1220N. Vstupní mf signál je veden přes F_2 (keramický filtr) na vstup symetrického zesilovače (vývod *16* IO), jehož druhý vstup (vývod *14* IO) je přes C_{10} vf uzemněn. Protože vstupní odpor mf zesilovače je asi 6,5 kΩ a výstupní odpor filtru F_2 je 330 Ω, je třeba mezi vývody *16* a *15* IO zapojit R_7. Vývod *15* je vf uzemněn přes $C_{11}C_{10}$. Za mf zesilovačem je zapojen omezovač a detektor FM s detekčním obvodem $L_2R_4R_5C_6C_9L_6$. Cívka L_2 zajišťuje fázový posuv. Nf signál je vyveden na vývod *9* IO na R_2C_2 a přes R_1C_1 je odebírána ss složka pro ADK.

Pro mezifrekvenční zesilovače FM byly vyvinuty dva typy IO, které kromě zesilovače, omezovače a detektoru mají řadu doplňkových funkcí, jako např. tiché ladění, výstup pro indikátor síly pole a obvod ADK. Na obr. 74 je zapojení mf zesilovače FM s IO BM3089 (RSR), µA3189 (MLR) a UL1200 (PLR). Jedná se o ekvivalentní IO, ale µA3189 se od BM3089 liší tím, že mezi



Obr. 74. Zapojení mf zesilovače s BM3089, UL1200N nebo µA3189

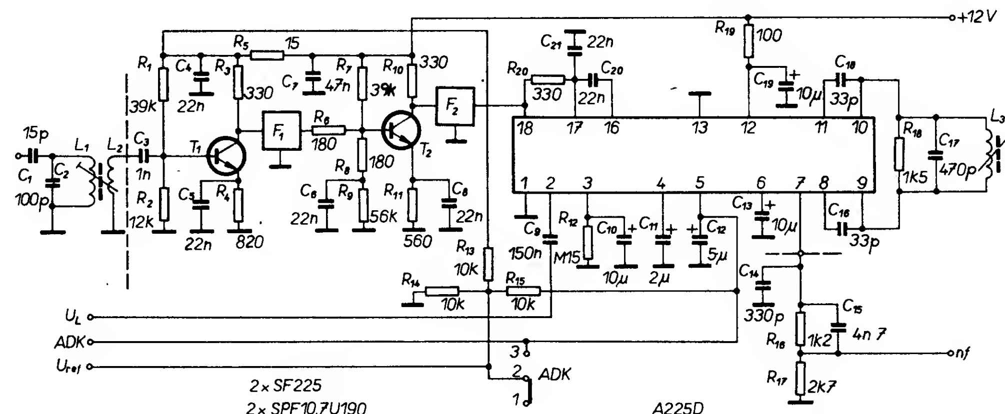
vývody *15* a *16* je zapojen oddělovací stupeň, takže napětí AVC je odebíráno u µA3189 z vývodu *16*. Mf zesilovač s BM3089 má kromě zesilovače, omezovače a symetrického koincidenčního demodulátoru ještě dodatečné stupně pro napětí ADK (vývod *7*), pro regulaci zisku jednotky VKV a výstup pro indikátor síly pole (vývod *13*). Dále je v IO spínač tichého ladění, který sepne při zmenšení signálu pod danou úroveň a odpojí výstup nf signálu. Prahová úrveň je nastavena děličem $R_{13}R_{14}$. Tranzistory T_1 a T_2 dodatečně zesilují mf signál, čímž kompenzují útlum keramických filtrů a umožňují nastavit takovou mez omezení (limitaci), která je pod úrovní šumem omezené citlivosti, čímž se zejména u autopřijímače dosáhlo dobrého potlačení AM a malého činitele zkreslení. Cívka L_3 zabezpečuje potřebný fázový posuv v koincidenčním demodulátoru. Detekční obvod $L_4C_{13}R_{17}$ je naladěn na střední kmitočet keramických filtrů F_1F_2. Přes R_{19} je napětí ADK přivedeno do jednotky VKV. Referenční napětí pro přesné naladění je odebíráno z vývodu *10* IO. Diodami D_1D_2 je omezen rozsah doladění napětím ADK. $R_{18}C_{14}$ tvoří dolní propust pro potlačení střídavého napětí v závislosti na obsahu modulace. Tato napětí spolu s napětím z R_{20} je vedeno na vstup diferenčního zesilovače v obvodu automatického ladění (OAL), o němž se zmíníme později.

Na obr. 75 je zapojení mf zesilovače FM s IO A225D (NDR). Z výstupu vstupní jednotky VKV je veden mf signál přes C_1 na L_1C_2 a přes vazební vinutí L_2 na zesilovač T_1 a T_2. Keramické filtry F_1F_2 zajišťují potřebnou selektivitu a jejich útlum je vyrovnán zesilovači s T_1 a T_2. Celkový zisk mf zesilovače je nastaven tak, aby bylo dosaženo co nejmenší omezení. Hlavní zesílení je soustředěno do IO A225D, v němž je signál zesilován, omezován a detektován. Demodulační obvod $L_3C_{17}R_{18}$ je naladěn na střední kmitočet keramických filtrů. Kondenzátory C_{16} a C_{18} napojují detekční obvod $L_3C_{17}R_{18}$ na výstup omezovače v IO a zabezpečují potřebný fázový posuv pro koincidenční demodulátor. Demodulační obvod je zatlumen rezistorem R_{18}, čímž je dosaženo malého činitele nelineárního zkreslení. Na vývodu *7* IO je demodulovaný nf signál, C_{14} potlačuje zbytky mf signálu.

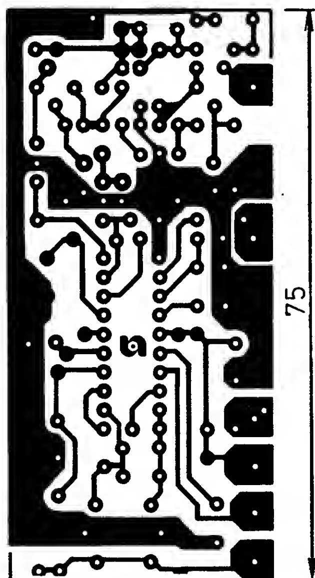
Použitý typ keramických filtrů je vhodný pouze pro monofonní přijímače.

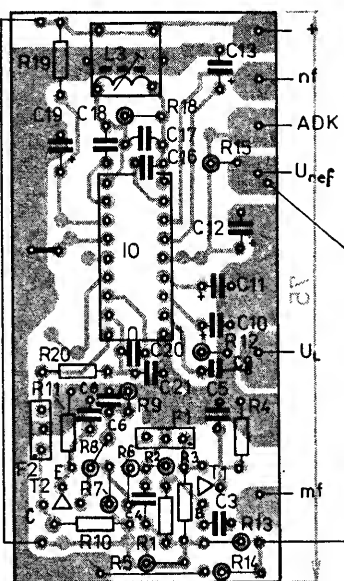
Aby se u stereofonních přijímačů dosáhlo požadovaného oddělení kanálů, jsou součástkami $R_{16}C_{15}R_{17}$ zdůrazněny vyšší kmitočty multiplexního signálu. V IO A225D je obvod pro získání dolaďovacího napětí. Na rozdíl od obvodů jako je poměrový detektor, IO A220D nebo BM3089 a UL1200N je u A225D regulační veličinou pro dolaďování kmitočtu proud, který je závislý na vzniklém rozlaďování, proud podle směru rozladění teče do nebo z vývodu *5*. Proud prochází přes R_{15} a příslušný úbytek napětí se používá jako dolaďovací napětí pro jednotku VKV. Kondenzátor C_{12} odfiltrovává zbytky nf signálu.

Běžec ladicího potenciometru je přes C_9 spojen s vývodem *2* IO. Ladicí napětí přiváděné přes C_9 vyvolá na vývodu *2* změnu napětí, která zvláštním vnitřním obvodem v IO odpojí ADK a proud z vývodu *5* IO bude roven nule. Po skončeném ladění, tzn. když se na vývodu *2* IO nemění napětí, se po době určené časovou konstantou $R_{12}C_{10}$, tj. asi po 1 s, připojí obvod ADK a je v činnosti dolaďovací obvod. V mezních situacích je možné ADK odpojit spínačem ADK.



Obr. 75. Zapojení mf zesilovače s A225D





Obr. 76. Deska s plošnými spoji zesilovače mf z obr. 75 (deska X214). Na desce se spoji nejsou L_1, L_2, C_1, C_2, C_{14}, C_{15} a R_{16}, R_{17}

I když má A225D obvod tichého ladění, je odpojen uzemněním vývodu *13* IO (v přijímačích se nepoužívá). Rovněž tak z bezpečnostního hlediska se u autopřijímačů nepoužívá indikátor síly pole, avšak jeho výstup – vývod *14* a invertovaný výstup na vývodu *15* IO – je možné použít pro AVC ve vstupní jednotce VKV. Deska s plošnými spoji uvedeného mf zesilovače je na obr. 76.

Seznam součástek k obr. 75

Rezistory (TR 212 nebo TR 191)	
R_1, R_7	39 kΩ
R_2	12 kΩ
R_3, R_{10}, R_{20}	330 Ω
R_4	820 Ω
R_5	15 Ω
R_6, R_8	180 Ω
R_9	56 kΩ
R_{11}	560 Ω
R_{12}	150 kΩ
R_{13}, R_{14}, R_{15}	10 kΩ
R_{16}	1,2 kΩ
R_{17}	2,7 kΩ
R_{18}	1,5 kΩ
R_{19}	100 Ω
Kondenzátory	
C_1	TK 754, 15 pF
C_2	TK 7, 100 pF
C_3	TK 724, 1 nF
C_4, C_5, C_6, C_8, C_{20}, C_{21}	TK 744, 22 nF
C_7	TK 783, 47 nF
C_9	TK 782, 150 nF
C_{10}, C_{13}, C_{19}	TE 003, 10 μF
C_{12}	TE 004, 5 μF
C_{11},	TE 005, 2 μF
C_{16}, C_{18}	TK 754, 33 pF
C_{17}	TC 281, 470 pF
Filtry	
F_1, F_2	SPF10, 7U190
Tranzistory a IO	
T_1, T_2	SF225 (KF173)
IO	A225D
L_1, L_2	mf transformátor na vstupní jednotce VKV
L_3	0,47 μH, 8 závitů, drát o ∅ 0,25 mm CuU, jádro M4×0,5×8 mm, N01, kostra 1PA 26051, kryt 1PF 69815

U nových IO pro jednotky VKV, jako je např. TDA1574 (Valvo), jsou první dva stupně mf zesilovače součástí tohoto IO.

Dalším obvodem zapojeným v části VKV autopřijímače bývá obvod pro

automatické vyklíčování poruch

Při jízdě autem se mění nejen intenzita žádaného signálu v závislosti na krajině, vzdálenosti od vysílače nebo zastavěných plochách, ale i intenzita rušivých polí produkovaných zdroji rušení, při čemž rušení zkresluje nebo i znemožňuje příjem. Toto rušení je výsledkem zakmitávání elektrických obvodů, u nichž se rychle mění napětí nebo proud. Zdroji takového rušení mohou být různé vypínače, přerušovače, svářecí agregáty, jiskřiště apod. V některých případech můžeme taková rušení potlačit na přijatelnou míru vhodnými odrušovacími prostředky. Některé zdroje rušení jako je např. trolejové vedení hromadné dopravy, vedení vysokého napětí bývají zdroji rušení, které se odstraňuje velmi nesnadno a působí na velké vzdálenosti. Rušivé impulsy jsou obvykle velmi úzké (jehlovité) a proto jejich spektrum zasahuje i do pásma VKV. Zatímco potlačení rušivých signálů při příjmu AM neni dosud zcela vyřešeno, při odrušování signálů FM bylo dosaženo uspokojivých výsledků. I při dokonalém odrušení automobilu mohou vznikat rušení, která se přenášejí vzhledem k velké šířce pásma části FM na její výstup a zhoršují podmínky příjmu. Proto je zapojení obvodu pro automatické vyklíčování poruch (OAVP) do přijímače VKV značným přínosem. Princip OAVP je v podstatě velmi jednoduchý. V okamžiku, kdy vznikne rušivý impuls, se přenosová cesta pro žádaný signál přeruší a obnoví se po skončení rušivého impulsu. Reálné rušící impulsy mají většinou velkou amplitudu a jsou velmi úzké – řádu jednotek μs. Přerušeni signálové cesty po takovou dobu nepůsobí rušivě.

Rušivý impuls na výstupu detektoru má strmou náběžnou hranu a sestupná hrana je relativně povlovná. Při poloviční šířce pásma mf zesilovače 100 kHz je doba „doznívání" impulsu asi 3 μs, takže minimální šířka impulsu po průchodu mf zesilovačem bude 3 μs. Šířka impulsu je závislá nejen na šířce pásma, ale i na selektivitě mf zesilovače. Pro přerušení cesty žádaného signálu lze jako spínače využít tranzistoru. Pro řízení tohoto spínače lze při FM využít rozdělení užitečného a rušivého signálu a rušivé signály použít jako řídicí napětí pro spínač. Vzhledem k vlastnostem kmitočtové modulace je nutné volit šířku pásma mf zesilovače podstatně větší, než je přenášené akustické pásmo, takže zesilovač může přenést i nejvyšší kmitočet při stereofonním signálu, tj. 53 kHz. Když přivedeme signál z detektoru FM, který nemá zapojen obvod deemfáze, na rezonanční obvod, naladěný např. na 100 kHz, tak sice potlačíme užitečný signál, ale strmá náběžná hrana rušivého impulsu vybudí kmity v rezonančním obvodu, kterými lze ovládat spínač v cestě užitečného signálu. Spínač lze např. ovládat monostabilním klopným obvodem, který je spouštěn kladnou vzestupnou hranou rušícího impulsu. Napětí vybuzené rušivým impulsem na rezonančním obvodu má charakter tlumených oscilací s exponenciálním poklesem amplitudy (je dán tlumením rezonančního obvodu). Napětí na obvodu se velmi rychle zvětší (v kladném „směru") a začíná tlumeně oscilovat s periodou danou konstantou obvodu *LC*. Při kladné náběžné hraně rušícího impulsu tedy monostabilní klopný obvod okamžitě sepne a vyklíčovací tranzistor téměř dokonale vyklíčuje rušivé impulsy. Avšak při záporné náběžné hraně rušícího impulsu se napětí na rezonančním obvodu opět rychle zvětší (v záporném „směru"), takže monostabilní klopný obvod, spouštěný kladnou náběžnou hranou, se uvede do činnosti teprve po čtvrtperiodě nebo i půlperiodě, tj. v prvním kladném maximu vybuzených kmitů. Pokud rezonanční obvod je naladěn na 100 kHz, bude monostabilní klopný obvod uveden do funkce až po 2,5 až 5 μs. To znamená, že vyklíčovací tranzistor může být uveden do funkce až po skončení rušícího impulsu, jehož délka je shodná s uvedeným zpožděním. Tento jev lze odstranit naladěním rezonančního obvodu na 180 kHz, to však vyžaduje, aby mf zesilovač měl dostatečnou selektivitu, jinak se vlivem záznějů mezi sousedními vysílači může zhoršit příjem.

Při vyšším kmitočtu rezonančního obvodu musí mít rušivý signál velmi strmé čelo, aby kmity na obvodu měly dostatečnou amplitudu. Takové impulsy vznikají např. v zapalovacím systému automobilu. Zvýšením kmitočtu rezonančního obvodu se sice zpoždění zmenší, ale neodstraní. Proto se do obvodu užitečného signálu zapojuje zpožďovací vedení, které má stejné zpoždění, jako řídicí impuls, tj. 2,5 až 5 μs.

Pokud budeme respektovat předchozí požadavky, můžeme snadno sestavit obvod automatického vyklíčování poruch. Signál z detektoru FM je rozvětven do dvou signálových cest. V první cestě se selektivním obvodem 100 až 180 kHz se potlačuje užitečný signál a zdůrazňuje se signál s rušícími impulsy, který v selektivním obvodu vybudí tlumené kmity. Za selektivním obvodem je zapojen zesilovač a tvarovač rušicích impulsů a z něho je řízen monostabilní klopný obvod, na jehož výstupu je impuls se šířkou 30 až 50 μs, kterým je ovládán elektronický spínač. Šířku řídicího impulsu 30 až 50 μs volíme s ohledem na doznívání oscilací v laděném obvodu, proto je nutné, aby laděný obvod byl dostatečně tlumen, neboť při velkém činiteli jakosti laděného obvodu by oscilace doznívaly mnohem déle a byl by v činnosti monostabilní klopný obvod.

V druhé cestě pro užitečný a rušivý signál je zapojeno zpožďovací vedení, v kterém je signál zpožděn o 5 μs. Za zpožďovacím vedením je zapojen elektronický spínač, který je stále otevřen a po příchodu rušivého signálu se na dobu 30 až 50 μs uzavírá. Za elektronickým spínačem je zapojena analogová paměť *RC*. Bez této paměti by byl signál „vyseknut". Paměť uchovává po uzavření klíče poslední úroveň žádaného signálu, který byl na jejím vstupu před uzavřením

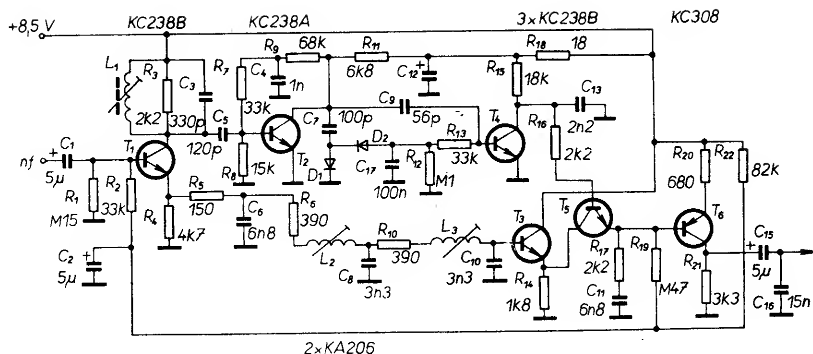
elektronického spínače, takže na signálu vznikne jen malý „schůdek“. Z paměti je signál veden do oddělovacího zesilovače, na jehož výstupu může být zapojen obvod deemfáze (v případě monofonního příjmu).

Má-li obvod automatického potlačení poruch nezkresleně přenést i stereofonní signál, musí zpožďovací vedení přenést multiplexní signál s minimálním amplitudovým zkreslením, tzn. že minimální mezní kmitočet zpožďovacího vedení musí být 70 kHz a musí mít konstantní skupinové zpoždění uvnitř přenášeného pásma. Vzhledem k tomu, že během vyklíčování je přerušen i přívod pilotního signálu (což může vést k narušení funkce stereofonního dekodéru), je nutné do série s paměťovým kondenzátorem zapojit rezonanční obvod naladěný na 19 kHz, který je při otevřeném elektronickém spínači buzen pilotním signálem obsaženém v multiplexním signálu. Při vyklíčování obvod naladěný na 19 kHz bude dokmitávat na kmitočtu pilotního signálu a tak není ohrožena funkce stereofonního dekodéru. Uvedený obvod můžeme považovat za paměť pilotního signálu a při sepnutém elektronickém klíči působí jako šumový filtr pilotního signálu, čímž se zlepšuje kvalita stereofonního příjmu, pokud je přijímaný signál mírně zašuměn nebo je-li rušen záznějem ze sousedního kanálu.

Na obr. 77 je skutečné zapojení obvodu automatického vyklíčování poruch, vhodného pro monofonní přijímače. Z demodulátoru FM je přiveden nf signál přes C_1 na vstupní tranzistor T_1. V jeho kolektoru je zapojen relativně širokopásmový rezonanční obvod $L_1C_3R_3$, naladěný na 180 kHz, který odfiltrovává z rušícího signálu vysoké kmitočty. Tyto odfiltrované signály jsou zesíleny v T_2 a usměrněny ve zdvojovači napětí D_1D_2. Tranzistor T_4 nemá žádné napětí na bázi a je tedy při běžném provozu uzavřen. Přes kolektorový rezistor R_{15} teče malý kolektorový proud, kterým je inverzně zapojený spínací tranzistor T_5 otevřen. Na kolektoru T_4 je napětí asi 4 V, na které se nabije C_{13}. Bude-li na vstupu obvodu automatického vyklíčování poruch rušící impuls se spektrem vyšších kmitočtů, pak je báze T_4 napájena proudem přes C_9 a T_4 se otevře, C_{13} se vybije přes R_{16} a uzavře tranzistor T_5 asi na 40 μs. Během této doby je cesta pro užitečný signál přerušena a napětí z C_{11} je přivedeno do nf zesilovače. Toto napětí obsahuje složky, které na C_{11} byly před zavřením T_5. Doba potřebná pro sepnutí T_5 je asi 2 až 3 μs.

Abychom spolehlivě odlišili rušící impuls, musí být užitečný signál časově zpožděn oproti rušícímu signálu obvodem $R_6L_2C_8R_{10}L_3C_{10}$ a obvodem R_5C_6 (asi 5 μs). T_6 zesiluje užitečný signál a celkové zesílení obvodu automatického vyklíčování poruch je asi 12 dB. Vedeme-li přes DAVP signál z části AM, zůstává cesta užitečného signálu trvale průchozí, neboť v signálu AM chybí vf složky, které by sepnuly T_5. Výstupní odpor OAVP spolu s C_{16} tvoří potřebnou deemfázi pro FM. Při stereofonním signálu je nutné vynechat C_{16} a do série s C_{11} zapojit rezonanční obvod naladěný na 19 kHz.

Zapojení OAVP s IO TDA1001 (Philips) je na obr. 78. Rušicí impulsy, které se objeví v nf signálu, jsou přes C_1 přivedeny na vstup emitorového sledovače (vývod *1* IO). Z jeho výstupu (vývod *2* IO) se signál rozdělí na větev užitečného nf signálu a na větev rušícího signálu. Z vývodu *2* IO je užitečný signál veden přes R_3 na dolní propust 4. řádu, $R_4C_3R_5C_4R_6C_5R_7C_6$, jejíž mezní kmitočet je 65 kHz (−3 dB) a je zesílen asi o 1 dB. Odlaďovač L_1C_2, naladěný na 19 kHz, potlačuje pilotní signál o 20 dB a tak zmenšuje



Obr. 77. Zapojení obvodu vyklíčování poruch s tranzistory

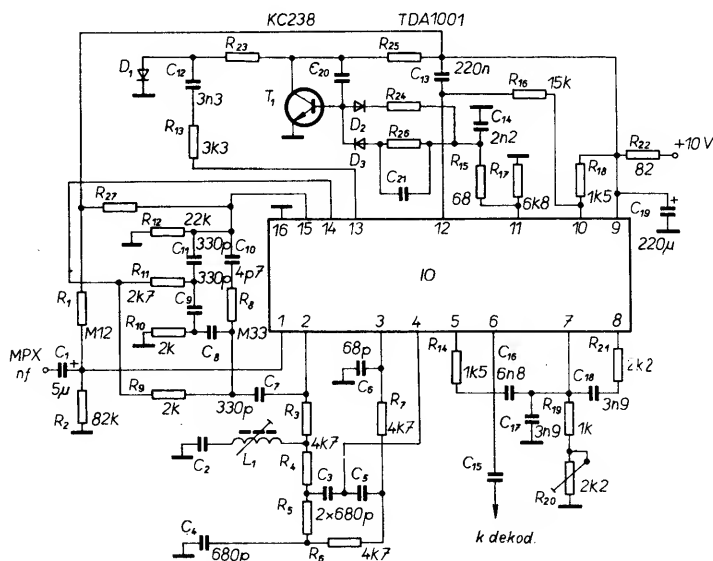
vlastní rušení obvodu. Doba zpoždění dolní propusti je stejná jako ve větvi rušivého signálu. Dolní propust je zapojena mezi vývody *3* a *4* IO.

Mezi vývody *4* a *5* IO je zapojen elektronický spínač, který odpojuje nf signál během rušení od výstupu. Rezistor R_{14} a $C_{16}C_{17}$ (mezi vývody *5* a *7* IO) pracují jako paměťový obvod, na němž se udržuje taková úroveň nf signálu, která byla před rozpojením elektronického spínače. $R_{19}R_{20}C_{18}R_{21}$ tvoří filtr 19 kHz, který udržuje správný kmitočet a fázi pilotního kmitočtu během vyklíčování rušícího impulsu. Od rušícího impulsu očištěný nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na výstup (vývod *6* IO).

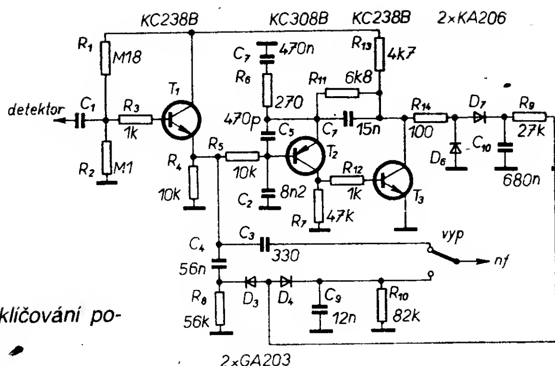
Rušivé signály vznikající v automobilu mají většinou charakter jehlovitých impulsů s kmitočtem asi 100 kHz. Jehlovité impulsy jsou z výstupu (vývod *2* IO) vedeny přes C_7 a aktivní horní propust s dolním mezním kmitočtem asi 90 kHz – $R_9C_8R_{10}C_9R_{11}C_{11}$ $R_8C_{10}R_{12}$ na vstup (vývod *15* IO) zesilovače, kde jsou zesíleny asi o 3 dB. Z výstupu zesilovače je signál veden do usměrňovače, kde jsou usměrňovány jen kladné rušivé impulsy. Schmittův klopný obvod řídí kladnými výstupními impulsy elektronický spínač. Obvodem na vývodu *11* IO ($R_{15}R_{17}C_{14}$) se určuje šířka vyklíčovacího impulsu – zde je asi 50 μs. V IO je regulační zesilovač, jehož vlastnosti jsou dány součástkami na vývodu *12* IO. Základní citlivost zesilovače impulsů je nastavena $R_{13}C_{12}$. Regulační obvod zajišťuje, že amplituda řídicích impulsů pro klopný obvod bude malá – tak je možné vyklíčovat i poruchy s velkou amplitudou.

Pro zlepšení vlastností byl na obr. 78 zapojen i druhý regulační obvod. Impulsy z klopného obvodu (vývod *11* IO) jsou usměrněny diodou D_3 a přivedeny na bázi T_1, který pracuje jako Millerův integrátor. C_{20} se nabíjí podle četnosti rušících impulsů a mění kolektorové napětí T_1, kterým se řídí činnost diody D_1, jejíž odpor je v sérii s $R_{13}C_{12}$ a tak se řídí zesílení zesilovače impulsů. Dioda D_2 v sérii s R_{24} vybíjejí C_{21} v době mezi dvěma poruchami. Vybíjecí obvod má menší časovou konstantu než obvod D_3R_{26}, takže C_{20} je zcela vybitý až do doby, než přijde další rušící impuls. Při zvýšeném opakovacím kmitočtu impulsů přejde D_1 z vodivého stavu do nevodivého, zintenzivní se činnost OAVP, což se projeví větším zkreslením nf signálu. V IO je vnitřní stabilizátor napětí. Obvod může pracovat i bez $R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, C_{20}, C_{21}, D_2, D_3, T_1$ a C_{12} je uzemněn. Aby náhodné zbytky neměly vliv na vstupní filtr, je výhodné použít pro napájení IO stabilizované napětí.

Princip potlačovače poruch při příjmu AM vychází z některých vlastností lidského ucha (např. při impulsním rušení příjmu slabých signálů pracuje, při silném signálu jsou poruchy maskovány). Zapojení obvodu je na obr. 79. Nf signál z detektoru je přes C_1 přiveden na emitorový sledovač T_1 a z jeho výstupu na dynamický omezovač $D_3D_4R_8R_{10}$ a na řídicí obvod přes R_5. Řídicí obvod je aktivní pásmová propust s tranzistory T_2T_3 a zdvojovač napětí s diodami D_6D_7. Mezní kmitočty 200 a 1500 Hz nejsou voleny náhodně, neboť v tomto pásmu je soustředěna základní energie užitečného signálu. Usměrněným



Obr. 78. Zapojení obvodu vyklíčování poruch s TDA1001



Obr. 79. Zapojení obvodu vyklíčování poruch pro AM

napětím z D_6D_7 jsou řízeny diody omezovače D_3D_4. Při silném signálu jsou dobře maskovány poruchy, diody omezovače budou otevřeny a signál nebude omezován. Při slabém signálu se D_3D_4 přivřou a výstupní signál bude omezen. V případě potřeby lze omezovač vypnout.

Dekodér dopravního rozhlasu

Moderní autopřijímače mají osazen dekodér dopravního rozhlasu v systému ARI. Autopřijímač vybavený tímto dekodérem dovoluje po naladění vysílače vybaveného dekodérem ARI (indikováno obvykle žlutou signálkou) přijímat informaci o situaci v dopravě daného kraje, ztlumit hlasitost nežádoucího nf signálu nebo odpojit kazetový magnetofon. Ročně má být kodérem ARI osazeno 4 až 5 vysílačů VKV. Nový autopřijímač s dekodérem ARI typu 2116B je vyráběn v TESLA Bratislava od roku 1988. Pro ty, kteří si chtějí takový dekodér postavit sami, byl podrobný návod uveden v AR A4a 5/86.

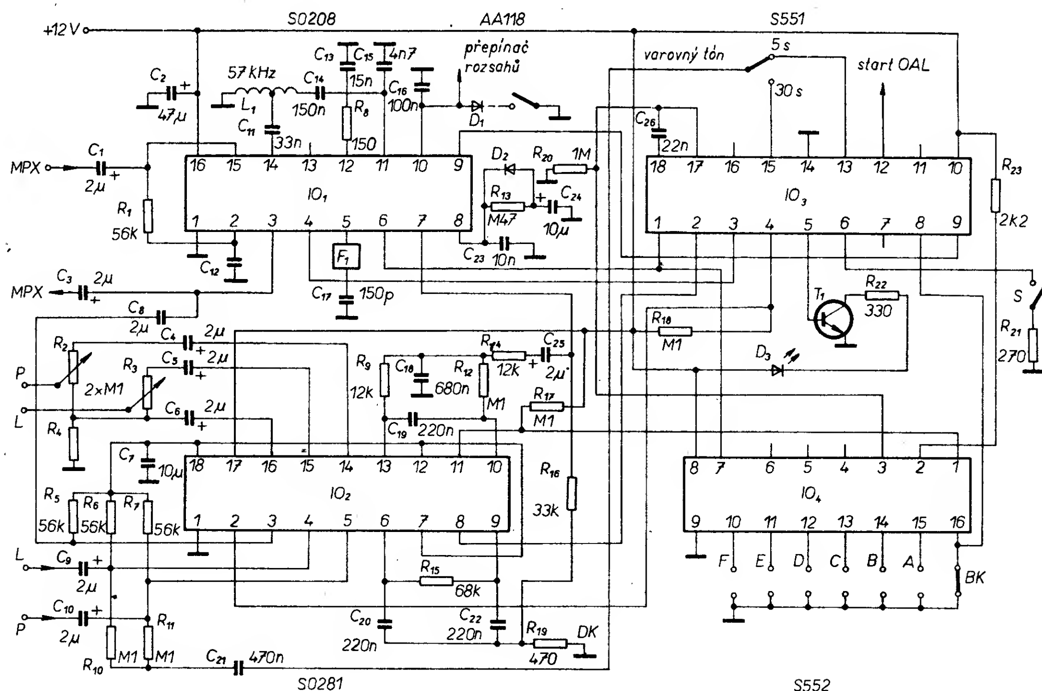
Pro dopravní rozhlas budou na komunikacích značky s udáním kmitočtu vysílače dopravního rozhlasu. Je nutné upozornit, že před dekodérem ARI nesmí být zapojen obvod deemfáze. Při vysílání dopravního rozhlasu jsou kromě stereofonní modulace vysílány i přídavné signály dopravního rozhlasu (viz AR A4, 5/86).

Na obr. 80 je zapojení dekodéru ARI s IO fy Siemens. Multiplexní signál z výstupu detektoru FM nebo OAVP je přes C_1 přiveden na vstup emitorového sledovače a současně přes zesilovač do vnitřního regulátoru hlasitosti v IO_1. Z výstupu regulátoru hlasitosti je signál MPX přes C_3 veden do stereofonního dekodéru. Z výstupu emitorového sledovače je signál veden do jednoho vstupu vnitřního regulátoru hlasitosti a jednak do zesilovače preemfáze a dále do zesilovače signálu SK, jehož druhý vstup je blokován R_8C_{13}. Mezi druhý vstup zesilovače preemfáze a výstup zesilovače signálu SK je zapojen filtr signálu SK $L_1C_{11}C_{14}C_{15}$. V IO_1 je napěťově řízený oscilátor, jehož základní kmitočet je nastaven pomocí F_1C_{17}. Fázový komparátor oscilátoru a dolní propust jsou blokovány C_{16} a vnitřní oscilátor lze vypnout nuceně uzemněním D_1 přes přepínač a tak vyloučit rušení při příjmu AM. Vnitřní regulátor hlasitosti je ovládán signálem DK z IO_3. Z výstupu vnitřního VCO je řízen spínací stupeň, který dodává signál SK do IO_3 a IO_4. Z vnitřního VCO je signál veden na detektor, z jehož výstupu (vývod *7* IO_1) jsou řízeny komparátory v IO_2. Vnitřní VCO je synchronizován signálem SK, který je rovněž veden do fázového komparátoru a dolní propusti ($R_{13}D_2C_{23}C_{24}$) signálu SK. Z výstupu fázového komparátoru SK je ovládán Schmittův klopný obvod, z jehož výstupu je signál veden do IO_3 a IO_4. IO_2 je dekodér signálu DK, sestavený ze dvou dvojitých operačních zesilovačů a tří nf spínačů. Spínače jsou ovládány signálem DK na vývod *2* IO_2. Na vývod *3* IO_2 je přiveden signál MPX, který je přes vnitřní přepínač vyveden na vývod *16* IO_2. Rezistorem R_4 můžeme nastavit základní hlasitost poslouchaných programů.

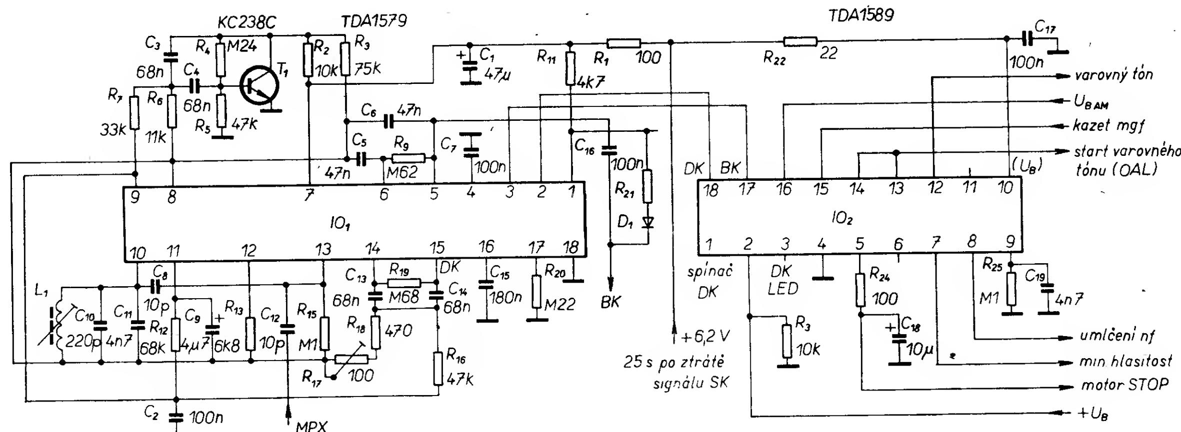
Po příjmu signálu DK se odpojí vnitřní spínač a dopravní zprávy jsou přijímány v požadované hlasitosti. Výstupní nf signál z kazetového magnetofonu je přes C_9C_{10} přiváděn na vstup zesilovače (vývod *4* a *5* IO_2) a z něj přes elektronický spínač na další zesilovač a z jeho výstupu (vývody *13* a *14* IO_2) přes C_4C_5 na regulátor hlasitostí R_2R_3 a dále na vstup nf zesilovače.

Při příjmu signálu DK se rozpojí vnitřní spínač mezi zesilovači a signál z kazetového magnetofonu se odpojí od výstupu. Na vstupy pro magnetofon je přes $C_{21}R_{10}R_{11}$ při chybějícím signálu SK přiveden z IO_3 varovný tón. Z vnitřního stabilizátoru je na vývody *7* a *13* (jeden vstup dvojitého operačního zesilovače) přivedeno referenční napětí. V IO_2 jsou vždy dva dvojité OZ. Mezi neinvertující vstup a výstup prvního z nich jsou zapojeny filtry signálu BK ($C_{19}C_{18}R_9R_{12}$) a signálu DK ($C_{20}C_{22}R_{15}$), které jsou odebírány z výstupu detektoru v IO_1 přes $C_{25}R_{14}$ pro filtr BK a přes R_{16} pro filtr DK. Odfiltrovaný signál DK je z výstupu druhého OZ veden na vstup (vývod *2* IO_3) obvodu pro zpracování signálu DK (IO_3) a odfiltrovaný signál BK je z výstupu druhého dvojitého OZ (vývod *11* IO_2) veden na vstup obvodu pro zpracování signálu BK (IO_4).

IO_3 je obvod pro zpracování signálu DK, který je sestaven ze sedmi funkčních bloků: obvod PLL, integrátor, paměť, dělič kmitočtu, obvod logiky, dynamického řízení a varovného tónu a obvodu řízení vyhledávání. Na vývod *1* IO_3 je z IO_1 přiváděn hodinový impuls 57 kHz a na vývod *2* IO_3 signál DK z IO_2 (vstup obvodu PLL). Z jeho výstupu je přes obvod dynamického řízení a blok logicky řízeno spínání elektronického regulátoru hlasitosti v IO_1 přes vývod *3* IO_3. Z bloku logiky v IO_3 (vývod *4* IO_3) je řízeno i spínání tří spínačů v IO_2 a z vývod *5* IO_3 (blok logiky) je buzen T_1, který má v kolektoru LED D_3, indikující příjem dopravního rozhlasu. Při sepnutí spínače S se dekodér dopravního



Obr. 80. Zapojení dekodéru dopravního rozhlasu s IO firmy Siemens



Obr. 81. Zapojení dekodéru dopravního rozhlasu s TDA1579 a 1589

rozhlasu odpojí, avšak při novém zapnutí se dekodér ARI znovu zapojí na příjem vysílače dopravního rozhlasu.

Do obvodu logiky je přes vývod *8* IO_3 přiveden signál BK z IO_4 a na vývod *9* signál SK z IO_1. Z vývodu *12* IO_3 je vyslán impuls pro spuštění obvodu automatického ladění. Z vývod *13* IO_3 je do IO_2 veden nezpožděný varovný tón (v 5s intervalu) a z vývodu *15* je získán varovný tón se zpožděním 30 s. IO_4 je určen pro zpracování signálu BK.

Z výstupu filtru v IO_2 je signál BK veden na vstup vnitřního bloku PLL (vývod *1* IO_4). IO_4 je sestaven z pěti funkčních bloků: obvod PLL, obvod přednastavení, děliče kmitočtu, integrátor a paměť. Na vstup děliče je přiváděn signál SK a hodinový signál 57 kHz ze spínače a tvarovače v IO_1 (přes vývod *7* IO_4). Oblast (A až F) se volí uzemňováním vstupů obvodu PLL a obvodu přednastavení. Na výstupu paměti (vývod *16* IO_4) je k dispozici signál BK pro řízení IO_3.

Z obr. 80 je zřejmé, že úplný dekodér ARI je velmi složitý obvod. Tato složitost vedla firmu Philips ke sdružení všech funkcí dekodéru ARI do dvou IO (obr. 81). Jako dekodér dopravního rozhlasu je použit IO TDA1579, který je tvořen předzesilovačem, řídicím stupněm, detektory signálu SK, BK a DK dvěma operačními zesilovači pro filtry, spínači signálu DK a BK, oddělovacími zesilovači signálu SK a DK, spínačem indikační LED a stabilizátorem napájecího napětí.

Signál MPX je přiveden z obvodu automatického vyklíčování poruch přes C_{12} na vývod *13* IO_1. Selektivní zesilovač 57 kHz s rezonančním obvodem $L_1C_{10}C_{11}$, s provozním činitelem jakosti 70, připojený na vývod *10* IO_1, vybírá ze signálu MPX pomocnou nosnou signálu SK. Za selektivním zesilovačem je připojen aktivní demodulátor obalové křivky a na jeho výstupu na vývodu *9* IO_1 je filtrační kondenzátor C_2, takže kromě střední hodnoty signálu SK budou na tomto vývodu i modulační složky signálů BK a DK. Vyhlazená střední hodnota SK (filtrem $R_{12}C_9$) je jako regulační napětí přivedena z vývodu *11* IO_1 na vstupní zesilovač, takže od vstupního napětí signálu SK asi 5 mV bude napětí na vývodu *9* IO_1 asi 400 mV a bude konstantní. Protože střední hodnota signálu SK je konstantní, budou konstantní i amplitudy signálů DK a BK. Signál BK je od ostatních signálů oddělen vnější aktivní pásmovou propustí $T_1C_3C_4R_6R_7$ s horním mezním kmitočtem 54 Hz a další propustí s vnitřním operačním zesilovačem a $C_5C_6R_9$ s dolním mezním kmitočtem 23 Hz, která je zapojena mezi vývody *5* a *6* IO_1. Na vývodu *5* IO_1 je k dispozici střídavé napětí signálu BK, které je přes C_{16} vedeno k dalšímu zpracování.

V IO_1 je signál BK veden na Schmittův klopný obvod, který ovládá proudový spínač, na jehož výstupu (vývod *4* IO_1) je připojen integrační kondenzátor C_7. Doba nabíjení a vybíjení C_7 je volena tak, že při přítomnosti signálu BK se nabíjecí napětí schodovitě zvětšuje a překročí-li práh sepnutí druhého Schmittova klopného obvodu, ten se překlopí. Tento signál je vyveden přes stupeň s otevřeným kolektorem na vývod *3* IO_1 jako signál SK. Pokud budou přítomny současně signály BK a SK, bude na vývodu *3* IO_1 úroveň H. Na vývodu *1* IO_1 je tento signál invertovaný a je využit k rozsvícení LED SK a může být použit i pro další spínací funkce.

Dobou nabití C_7 je dáno zpožděné sepnutí a je asi 150 ms a při výpadku signálu BK je jím dáno zpožděné odpojení, které je asi 750 ms. Pomocí těchto zpoždění je vyhodnocení signálu BK podstatně spolehlivější, takže jednotlivé chybné impulsy neovlivňují spínací funkce. Bohužel je i rychlost automatického ladění poněkud menší. Zde dané doby zpoždění jsou optimálním kompromisem.

Signál DK o kmitočtu 125 Hz, který je při příjmu dopravního rozhlasu také na vývodu *9* IO_1, je přes R_{16} veden na pásmovou propust $C_{14}C_{13}R_{19}R_{18}R_{17}$ (mezi vývody *14* a *15* IO_1). Odfiltrovaný signál DK je přiveden do prvního Schmittova klopného obvodu a na proudový spínač s integračním kondenzátorem C_{15}. Z výstupu spínače je signál DK veden do druhého Schmittova klopného obvodu a přes zesilovač s otevřeným kolektorem na vývod *2* IO_1, odkud je možné, přes výkonový spínač, zastavit magnetofon nebo blokovat nf signál z přijímače. Rezistorem R_{20} se nastavují proudy spínačů signálů BK a DK; na jeho odporu je závislá doba spínání a vypínání.

Časová konstanta signálu BK je $R_{20}C_7$ a signálu DK $R_{20}C_{15}$. Napájení je přivedeno na vývod *7* IO_1 přes filtrační člen R_1C_1. Pro pásmové propusti je tolerance kondenzátorů 5 % a rezistorů 1 %. Pak pro nastavení IO_1 je zapotřebí naladit L_1 na 57 kHz a R_{17} nastavit signál DK na 125 Hz. Obvody se nastavují na maximální výstupní napětí na vývodu *9* (SK) a *15* (DK) IO_1 při vstupním napětí SK asi 3 mV.

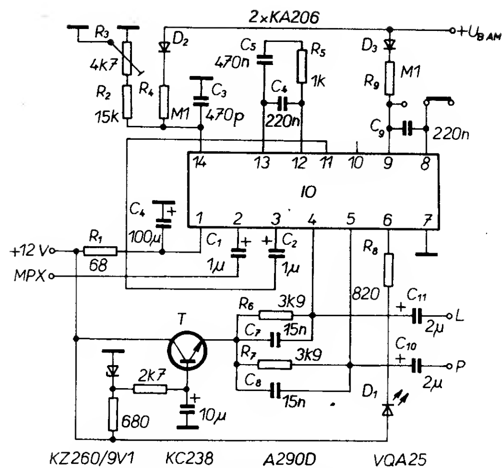
Přítomnost signálů SK a DK se vyhodnocuje v IO_2, TDA1589, který přes výkonový spínač odpojuje nebo připojuje magnetofon a rozhlasový přijímač, generuje varovný tón a umlčuje přijímač, chceme-li sledovat jen zprávy dopravního rozhlasu. IO_2 je sestaven z těchto funkčních bloků: stabilizátor napětí, tři hradla NAND, oscilátor, časová základna, obvod řízení hlasitosti a varovného tónu, obvod řídicí, uvolňovací a logiky DK a klopný obvod DK.

Automatické vyhodnocení signálů BK, SK a DK je možné jen při naladění vysílače FM, vysílajícího v systému ARI. Pokud požadujeme dopravní informace, musí být na vývodu *16* a *2* IO_2 úroveň L. Vývod *16* je připojen na napájecí napětí dílu AM, které je při příjmu FM odpojeno a vývod *2* je připojen na vstup volby rozsahu, který se při FM uzemňuje. Uzemněním vývodu *1* IO_2 se překlopí klopný obvod DK do pohotovostního stavu pro příjem signálu DK a tento stav je indikován LED připojenou na vývod *3* IO_2. Pokud bude na vývodu *2* IO_2 úroveň H, budou vysílače bez ARI umlčeny úrovní H z vývodu *7* IO_2. Napětím z tohoto vývodu ovládáme tranzistor, kterým překlenujeme rezistor v dolním konci potenciometru, nebo jeho kolektor připojíme na běžec potenciometru. Při úrovni L na vývodu *7* IO_2 se tento tranzistor uzavře a „odzemní" nf signál, takže zprávy dopravního rozhlasu posloucháme v předem nastavené úrovni hlasitosti.

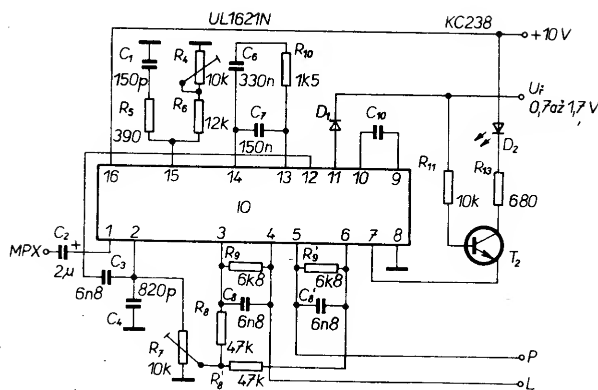
Vývod *15* IO_2 je připojen na napájecí napětí motorku magnetofonu. Pokud motor běží, je na něm úroveň H. Přes tento vstup nejsou ovlivňovány jednotlivé funkce. Vstup na vývodu *17* IO_2 kontroluje přítomnost signálu BK, který je indikován úrovní H. Pokud bude na vstupech *16* a *2* IO_2 úroveň L, zastaví přes výstup *5* IO_2 a výkonový spínač motor magnetofonu a propojí se přijímač FM na nf zesilovač. Pokud by však chyběl signál BK, po 25 s se z reproduktoru ozve varovný tón. Aby se tento tón ozval ve správný okamžik, je nutné, aby na vstupech *17* (BK) a *18* (DK) IO_2 byla úroveň H. Logika DK bude vyřazena z funkce, když na některém z vývodů *1, 2, 15* a *16* IO_2 bude úroveň H. Pokud při příjmu dopravního rozhlasu bude chybět signál BK, tj. když na vývodu *17* IO_2 bude úroveň L, pak po 25 s se na vývodu *13* a *14* objeví úroveň L, kterou se spustí obvod automatického ladění a přes vstup *14* IO_2 se otevře v pěti skocích elektronický potenciometr varovného tónu v IO_2, takže během 20 s se změní hlasitost varovného tónu z −20 dB na 0 dB. Varovný tón je k dispozici na vývodu *12* IO_2. Kmitočet varovného tónu je asi 600 Hz s délkou periody tónu 80 ms a mezerou 560 ms. Pokud se na vstupu *17* IO_2 objeví znovu úroveň H, bude varovný tón umlčen. Varovný tón můžeme umlčet i úrovní H na vývodu *2* a *16* IO_2. Vnitřní časová základna je nastartována při ztrátě signálu delší než 1 s.

Stereofonní dekodér

Posledním funkčním obvodem stereofonní části FM přijímače je stereofonní dekodér. Pro autopřijímače jsou vhodné IO A290D, A4510D a UL1621N. Na obr. 82 je stereofonní dekodér s A290D. Vnitřní, napěťově řízený oscilátor – VCO, jehož kmitočet 76 kHz je určen $C_3R_2R_3$, je synchronizován pilotním signálem 19 kHz, přivedeným přes C_1 na vstup IO. Dekódovaný nf signál je na vývo-



Obr. 82. Zapojení stereofonního dekodéru v přijímači A300 (NDR)



Obr. 84. Zapojení stereofonního dekodéru s UL1621N

dech *4* a *5* IO. Články R_6C_7 v levém kanále a R_7C_8 v pravém kanále jsou obvody deemfáze s časovou konstantou 50 µs. Pro indikaci „stereo" slouží LED D_1. Při příjmu AM bude vnitřní VCO přes R_4D_2 zablokován. Stereofonní dekodér je napájen do vývodu *1* přes filtrační člen C_4R_1 přímo z autobaterie a pouze výstupní stupně pracují se stabilizovaným napětím 9,1 V, takže pro stabilizátor napětí lze použít i tranzistor s malým výkonem. Stereofonní dekodér je schopen pracovat v rozsahu napětí 10,8 až 14,4 V.

Na obr. 83 je stereofonní dekodér s IO A4510D. Signál MPX je řes R_3C_2 přiveden na vstup IO. Kondenzátorem C_3 jsou potlačeny zbytky mf signálu. Pomocí C_{13} a R_8 je korigována amplituda a fáze signálu MPX. Z výstupu předzesilovače (vývod *14*) je signál přes vývod *12* veden do demodulátoru, přes vývod *11* do matice a přes C_9 do fázového komparátoru *1* a *2*. Kondenzátor C_8 tvoří dolní propust pro fázový komparátor *2* a C_{10} pro fázový komparátor *1*, z kterého je řízen vnitřní VCO, jehož kmitočet 228 kHz je nastaven $C_{11}R_5R_6$. Z výstupu druhého komparátoru je buzen indikátorový zesilovač „stereo", na jehož výstup je přes R_1 připojena LED D_1. Napájecí napětí je přes R_2 přivedeno na vývod *17* IO a filtrováno C_1. Obvod má regulaci šířky báze řízenou napětím pro indikátor síly pole v mf zesilovači, které je filtrováno C_{12}. Z vývodu *10* IO je signál pravého kanálu veden přes C_5 do nf zesilovače. Podobně z vývodu *9* IO je nf signál levého kanálu přes C_6 veden do nf zesilovače. Kondenzátory C_4 a C_7 jsou kondenzátory deemfáze, jejíž rezistory 1,5 kΩ jsou součástí IO.

Napájecí napětí musí být blokováno co nejblíže IO. Součástky VCO na vývodu *2* musí mít co nejmenší teplotní koeficient. Kondenzátor C_9 má mít co nejmenší tolerance. Kapacitu kondenzátoru C_{10} bychom měli dodržet. C_8 nemá podstatný vliv na vlastnosti stereofonního dekodéru.

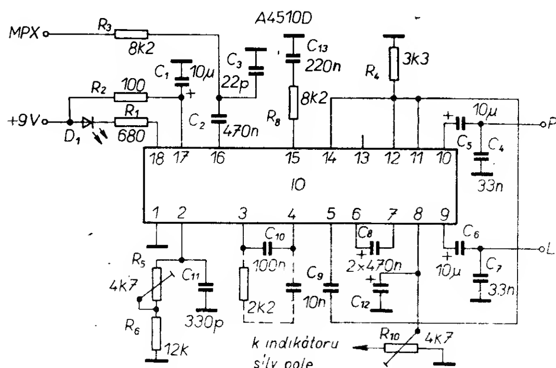
Podobně pracuje i obvod UL1621N, jehož zapojení je na obr. 84. Vstupní signál MPX je přes C_2 přiveden na vstup předzesilovače v IO. Z jeho výstupu (vývod *2*) je signál přes C_3 veden na vstup detektoru fáze, detektoru pilotního signálu a dekodéru signálu MPX. Na výstup předzesilovače je přes R_8R_8' a R_7 zavedena část výstupních napětí, kterou jsou dodatečně kompenzovány přeslechy. Kondenzátorem C_4 jsou odfiltrovány případné zbytky mf signálu a tak zlepšena stabilita zapojení. Mezi výstupy zesilovačů za dekodérem MPX (vývod *4, 5, 6, 3*) jsou zapojeny pracovní rezistory R_9R_9', které spolu s C_8C_8' tvoří obvod deemfáze. Na detektor pilotního signálu je připojena dolní propust s C_{10} a Schmittův klopný obvod se stereofonním spínačem, na jehož výstup je připojen T_2, kterým je spínána LED D_2 pro indikaci „stereo". Napětím přivedeným na vývod *11* IO je možné v závislosti na síle pole signálu řídit přeslechy mezi kanály. Na výstup detektoru fáze je připojena dolní propust $C_6C_7R_{10}$ a za ní stejnosměrný zesilovač, který řídí VCO v IO, jehož kmitočet 228 kHz je nastaven obvodem $R_5R_6R_4C_1$. Trimrem R_4 se nastavují základní přeslechy mezi kanály. Zisk dekodéru můžeme měnit v rozsahu 0 až 6 dB změnou R_9R_9' při současné změně C_8C_8', tak aby zůstala zachována časová konstanta deemfáze. R_8R_8' jsou použity ke korekci klidového výstupního napětí. Uzemněním vývodu *9* se vyřadí z činnosti VCO. Činnost a kmitočet signálu 19 kHz lze kontrolovat na vývodu *11* IO.

Přepínače

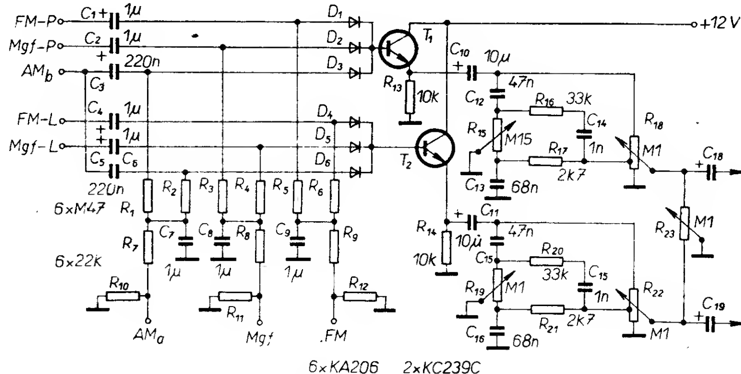
Signály z části AM a dílu FM, případně z jiných zdrojů nf signálu, je nutné nějakým způsobem navázat na nf zesilovač. K tomu účelu lze použít buď mechanický nebo elektronický přepínač vstupních signálů. Zapojení jednoho typu elektronického přepínače s diodami je na obr. 85. Tak např. při příjmu vysílače VKV se nf signál ze stereofonního dekodéru přivede na vstup FM-P a FM-L a přes C_1 a C_4 na D_1 a D_4, které se sepnou napětím přivedeným na vývod FM přes $R_5R_6R_9$. Rezistory $R_{10}R_{11}R_{12}$ ošetřují jednotlivé vstupy a zabraňují „lupání" při přepínání. Proudem tekoucím přes D_1 se otevře T_1 a proudem přes D_4 se otevře T_2. Napětím na bázích obou tranzistorů se uzavřou zbývající diody. Podobně po připojení napětí na vývod Mgf se otevřou D_2D_5 a nf signál z kazetového magnetofonu je přes Mgf-P a Mgf-L přiveden na emitorový sledovač T_1 a T_2. Napětím na jejich bázi se uzavírají zbývající diody. Při příjmu AM se napětím na vývodu AM_a sepnou D_3D_6 a nf signál ze vstupu AM_b je propuštěn na výstup diodového spínače. Ostatní diody jsou v nevodivém stavu.

Z výstupu T_1 je signál veden přes C_{10} na tónovou clonu $R_{15}R_{16}R_{17}C_{12}C_{13}C_{14}$ a současně na regulátor hlasitosti R_{18}. Na výstupu regulátoru hlasitosti je mezi oba výstupy zapojen regulátor vyvážení. Přes $C_{18}C_{19}$ je signál veden do nf výkonového zesilovače.

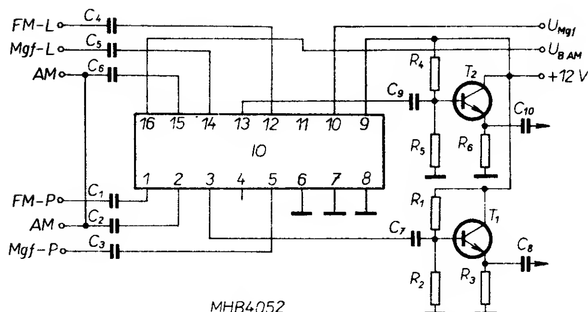
IO CMOS vzhledem ke svým vlastnostem umožňují elektronický přepínač zjednodušit. Zapojení elektronického přepínače s MHB4052 je na obr. 86. V IO MHB4052 jsou dva čtyřvstupové analogové multiplexery, které jsou spínány napětím U_{Mgf} nebo U_{BAM} přivedeným z kazetového magnetofonu nebo části AM. Je-li na obou těchto přívodech úroveň L, je trvale připojen signál



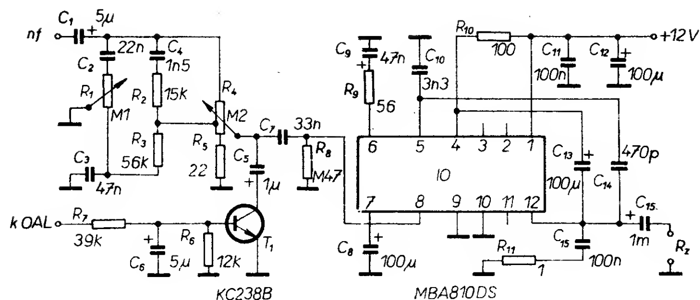
Obr. 83. Zapojení stereofonního dekodéru s A4510D



Obr. 85. Zapojení elektronického přepínače s regulací



Obr. 86. Zapojení elektronického přepínače s MHB4052



Obr. 87. Zapojení nf zesilovače s MBA810DS

ze stereofonního dekodéru. Z výstupu IO (vývody *3* a *13*) je signál přes emitorové sledovače T_1T_2 veden do nf výkonového zesilovače přes regulátor hlasitosti.

Nf zesilovače

Zapojení nf zesilovače, vhodného pro autopřijímač, je na obr. 87. Vstupní nf signál je přes C_1 přiveden na tónovou clonu $C_2C_3R_1$ a současně na fyziologický regulátor hlasitosti $C_3C_4R_2R_3R_4R_5$ a z jeho výstupu přes C_7 na vstup nf zesilovače s MBA810DS, jehož zapojení je obvyklé. Tranzistor T_1 pracuje jako umlčovač nf signálu. Přivedeme-li na R_7 ss napětí asi 8 V, T_1 sepne a přes C_5 je signál sveden k zemi. Aby náběh hlasitosti byl plynulý, je do báze T_1 zapojen R_6C_6, který určuje dobu zavírání T_1 po odpojení ss napětí z R_7.

Na obr. 88 je stereofonní nf výkonový zesilovač s připravovaným IO MDA2005, který lze nahradit IO A2005V (A2000V) z NDR. Vstupní nf signál levého kanálu je přes C_1 přiveden na vstup jednoho zesilovače a pravého kanálu přes C_5 na vstup druhého nf zesilovače. Výstupní signál levého kanálu je z vývodu *10* veden přes C_{13} na výstup L a z vývodu *8* přes C_9 na výstup pravého kanálu. Doporučená nejmenší zatěžovací impedance R_z je 2 Ω, $C_{10}R_3$ a $C_{11}R_6$ zabraňují rozkmitání zesilovače na vf. Kondenzátory C_6 a C_{12} vytvářejí vazbu bootstrap pro nízké kmitočty. Přes C_2 a C_4 je část výstupního napětí přivedena na druhé vstupy vstupních diferenčních zesilovačů. Zisk zesilovače je dán poměrem R_7:R_2 (R_4:R_1). Napájecí napětí je přivedeno na vývod *9* přes R_5 na vývod *3*, kde je blokováno C_3. Uzemněním vývodu *3* se zesilovač převede do provozu „stand-by". Napájecí napětí je nutné co nejblíže IO blokovat C_7C_8. Výstupní výkon při zkreslení 1 % a napájecím napětí 14 V je 2 × 8 W. Rezistorem R_8 lze regulovat šířku stereofonní báze – regulátor nemusí být vyveden na přední panel, neboť ho lze pro daný prostor nastavit jednou provždy. Sepnutím S lze tento obvod zapojit.

Na obr. 89 je deska s plošnými spoji a rozmístění součástek z obr. 88.

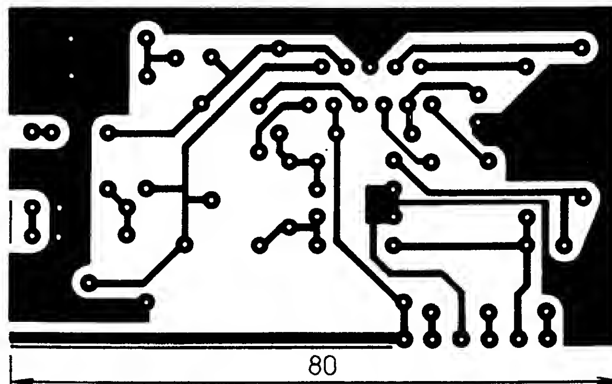
Seznam součástek pro nf zesilovač z obr. 88

Rezistory (TR 212)	
R_1, R_2	10 Ω
R_3, R_6	2× 2,2 Ω
R_4, R_7	1,2 kΩ
R_5	120 kΩ
R_8	TP 009, 220 Ω
Kondenzátory	
C_1, C_5	TE 986, 2 μF
C_2, C_4, C_6, C_{12}	TF 009, 100 μF
C_3	TE 003, 10 μF
C_8, C_9, C_{13}	TF 008, 1 mF
C_{10}, C_{11}, C_7	TK 783, 100 nF
Integrovaný obvod	
IO	MDA2005, A2005V, A2000V

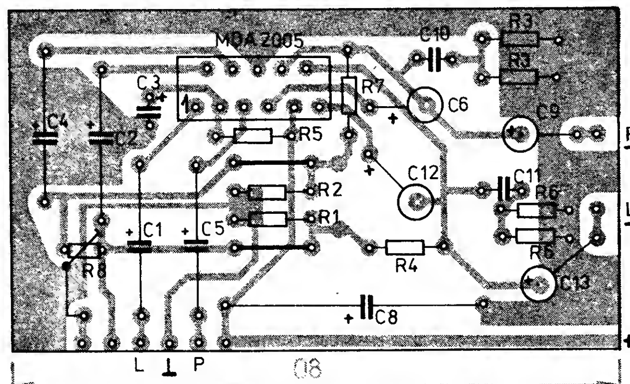
Budeme-li požadovat výkon kolem 20 W, musíme použít zapojení podle obr. 90. Vstupy druhých nf zesilovačů v IO jsou uzemněny střídavě přes C_2 a C_{22} a výstupní signál z jednoho zesilovače je do druhého zesilovače v IO přiveden přes R_5 a R_{13}. Funkce ostatních součástek zůstávají shodné s předchozím zapojením. Šířku stereofonní báze lze regulovat trimrem R_8 při sepnutém S_1.

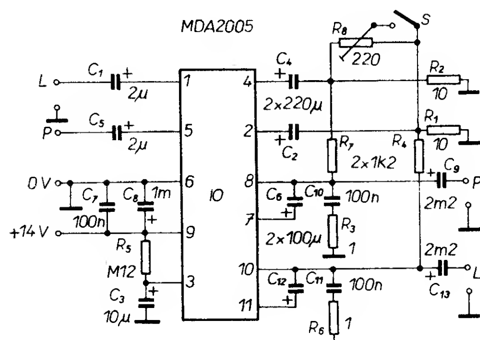
Ovládání přijímače

Celý přijímač je nutné nějakým způsobem ovládat, buď mechanicky nebo elektricky. Při mechanickém ovládání ovládací prvky zaberou spoustu místa jak na předním panelu, tak i uvnitř přijímače. Proto je výhodné použít ovládání elektrické. Příklad zapojení jednoho takového ovládače s IO SAS560 a SAS570 je na obr. 91. IO_1 jsou spínány AM, FM a magnetofon. Při stisknutí tlačítka AM se diodou D_8 indikuje sepnutí, přes D_5 je přivedeno napájecí napětí do dílu AM (na vývodu U_{BAM}), sepnou se diody v diodovém nf přepínači přes vývod AM a přes D_{25} se sepne tranzistor u obvodu stupnice na obr. 93. Přes $R_{10}D_{13}$ se připojí ladicí potenciometr R_{12}. Z jeho běžce je přes D_{19} vedeno ladicí napětí na varikapy v dílu AM. Podobně při

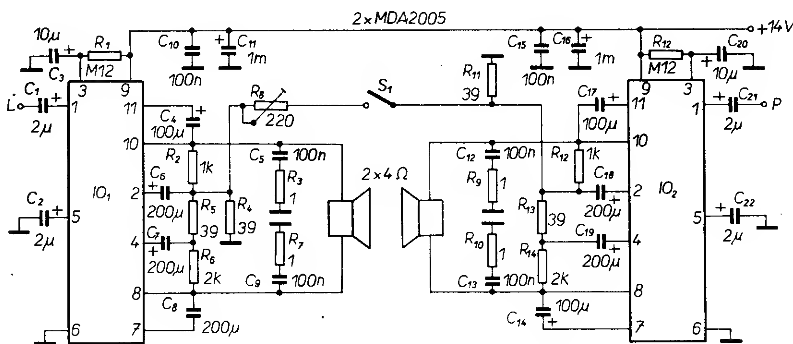


Obr. 89. Deska s plošnými spoji zesilovače z obr. 88 (deska X215). C_7 zapojen ze strany spojů na vývody IO





Obr. 88. Zapojení nf stereofonního zesilovače s MDA2005 (A2005)



Obr. 90. Zapojení stereofonního zesilovače s MDA2005 (A2005V) v můstkovém provedení s regulací šířky báze

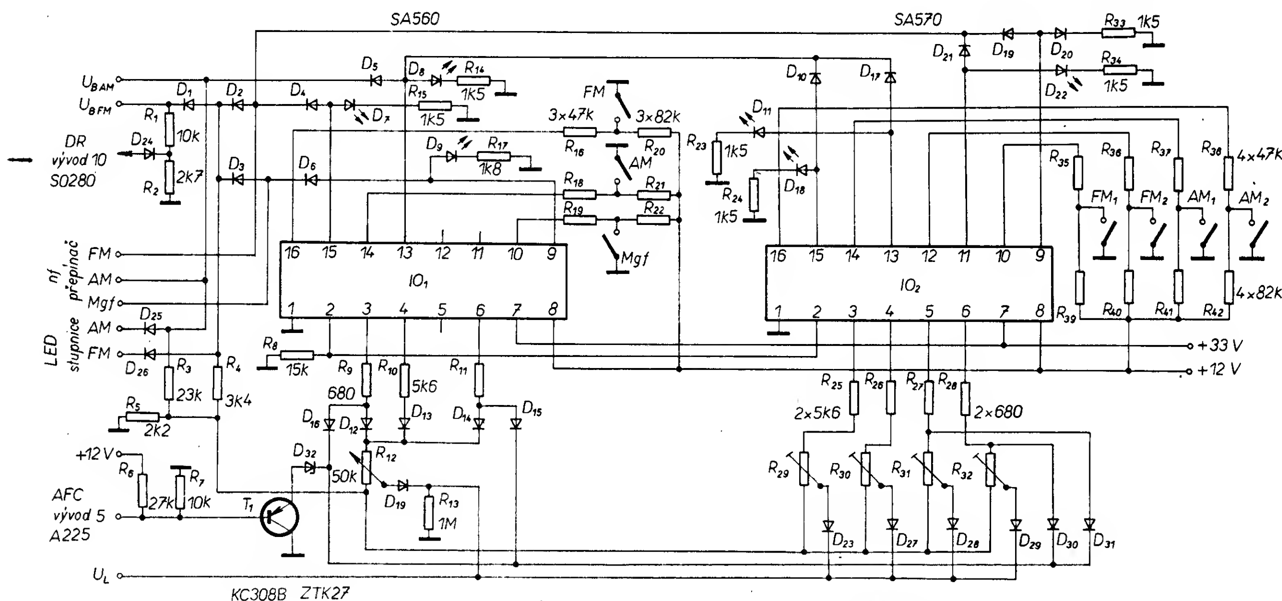
stisknutí tlačítka FM se sepnutý rozsah indikuje diodou D_7 a přes $D_1D_2D_4$ je přivedeno napájecí napětí z bodu U_{BFM} do dílu FM, přes vývod FM se sepnou diody v nf elektrickém přepínači a přes D_{26} se sepne T_2 na obr. 93. Přes D_{12} se připojí 30 V na ladicí potenciometr R_{12}. Diody $D_{15}D_{16}D_{30}D_{31}$ a $R_9R_{11}R_{27}R_{28}$ jsou součástí obvodu ADK. Řízení je zabezpečeno z vývodu *5* IO A225D přes tranzistor T_1 a D_{32}. Velikost a polarita řídicího proudu jsou závislé na odchylce kmitočtu oscilátoru od kmitočtu jmenovitého. Podle velikosti a směru odchylky je tento proud menší nebo větší a úbytkem proudu na jednom z $R_9R_{11}R_{27}R_{28}$ je měněno ladicí napětí pro vstupní jednotku VKV. Přes vývod DR je řízen oscilátor 57 kHz v SO280.

IO_2 na obr. 91 je určen pro ovládání dvou předvoleb na AM a dvou na rozsahu FM. Předvolené vysílače se nastavují potenciometry $R_{29}R_{30}R_{31}R_{32}$. Současně přes $D_{10}D_{17}$ je přiváděno napájecí napětí do části AM a přes $D_{19}D_{21}$ do dílu FM.

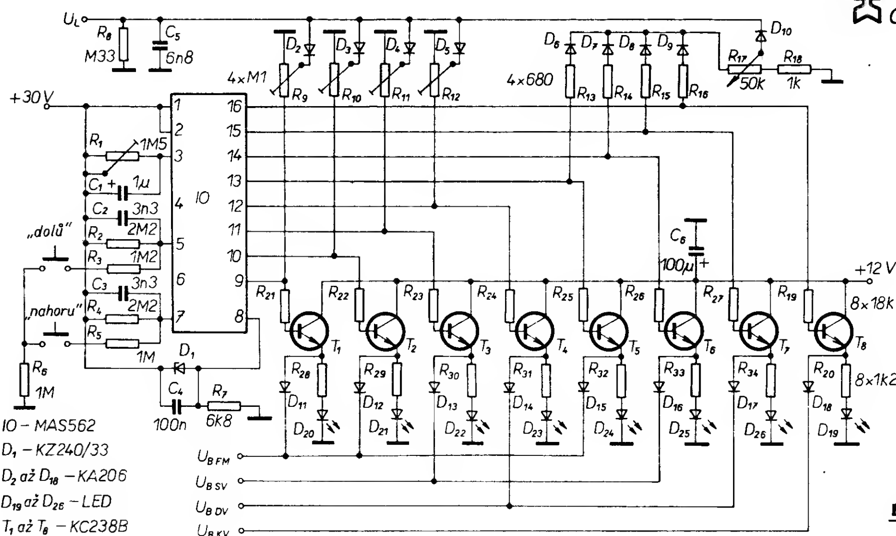
Jiný typ elektronického ovládání je na obr. 92. Pro spínání rozsahů DV, SV, KV a VKV a čtyř předvoleb je použit MAS562. Výhodou tohoto obvodu je, že pro přepínání jsou zapotřebí jen dvě tlačítka – „nahoru" a „dolů". Doba přepnutí z jednoho rozsahu na druhý je dána časovou konstantou R_1C_1.

Výhodou tohoto přepínače je, že ovládací prvky nezabírají užitečný prostor na předním panelu. Napájecí napětí pro díl FM je odebíráno z emitorů $T_1T_2T_5$. V daném zapojení jsou první dvě polohy přepínače využity pro předvolbu vysílačů VKV, třetí poloha pro předvolbu vysílače SV, čtvrtá poloha pro předvolbu vysílače DV, pátá poloha pro rozsah VKV, šestá poloha pro rozsah SV, sedmá pro rozsah DV a osmá pro rozsah KV. Spínací napětí pro spínací diody v části AM je při SV odebíráno z emitoru T_6, při DV z emitoru T_7 a při KV z emitoru T_8. Ladicí napětí při předvolbách je snímáno z běžců potenciometrů přes $D_2D_3D_4D_5$. Při přepnutí do zbývajících poloh se napětí 30 V z výstupů IO přivádí přes $R_{13}D_6$, $R_{14}D_7R_{15}D_8$ a $R_{16}D_9$ na ladicí potenciometr R_{17} a z jeho běžce přes D_{10} na varikapy v dílu AM a FM. Jednotlivé polohy jsou indikovány LED. Diody D_{11} až D_{18} slouží ke ss oddělení. Stejný účel mají diody D_2 až D_{10} na straně ladicího napětí.

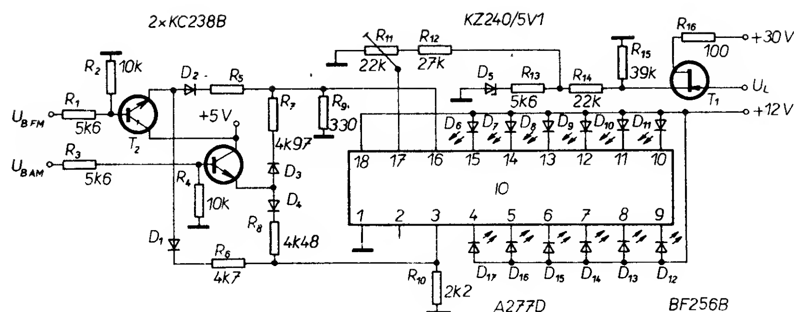
Pro indikaci naladěného vysílače slouží stupnice, mechanická nebo LED nebo u moderních přijímačů digitální s displejem LCD. Na obr. 93 je zapojení stupnice s LED. Ladicí napětí je přes T_1 přivedeno na vstup A277D. Tranzistorem FET je zajištěno, že nebude zatěžován obvod ladicího napětí. Vzhledem k tomu, že rozsah ladicího napětí je při AM a FM různý, je nutné přepínat referenční napětí tranzistory T_2T_3. Diody D_1 až D_4 jsou univerzální křemíkové diody. Spínací napětí U_{BFM} a U_{BAM} jsou odebírána z příslušných vývodů v obr. 91 nebo jsou shodná s napájecími napětími dílu AF a FM.



Obr. 91. Zapojení elektronického ovládání s SAS560 a SAS570



Obr. 92. Zapojení elektronického ovládání s MAS562



Obr. 93. Zapojení stupnice LED

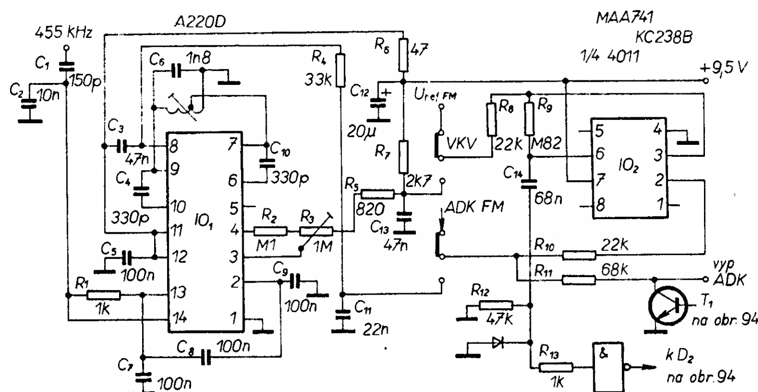
Automatické ladění

Velmi výhodným obvodem u autopřijímačů je obvod automatického ladění (OAL). Zapojení jednoho obvodu OAL je na obr. 94. Obvod ladí jen směrem od nejnižších k nejvyšším kmitočtům a umožňuje zapamatování posledně naladěné stanice. Základem obvodu je 10bitový čítač, který má na výstupu odporovou matici *R-2R*, představující číslicově analogový převodník. Čítač převodníku je sestaven z klopných obvodů J-K CMOS, takže celý OAL má velmi malou spotřebu. Čítač je řízen generátorem pravoúhlých impulsů (ze dvou hradel v IO_6). Generátor je spouštěn a blokován monostabilním klopným obvodem ze dvou hradel IO_6. Kmitočet generátoru je asi 25 kHz. Monostabilní klopný obvod je nastaven pro spuštění tlačítkem START a zpět překlopen signálem STOP, přivedeným přes D_2. K překlopení do stavu STOP lze při použití IO A225D využít vývodu *14*. Základní citlivost je nastavena R_{27}.

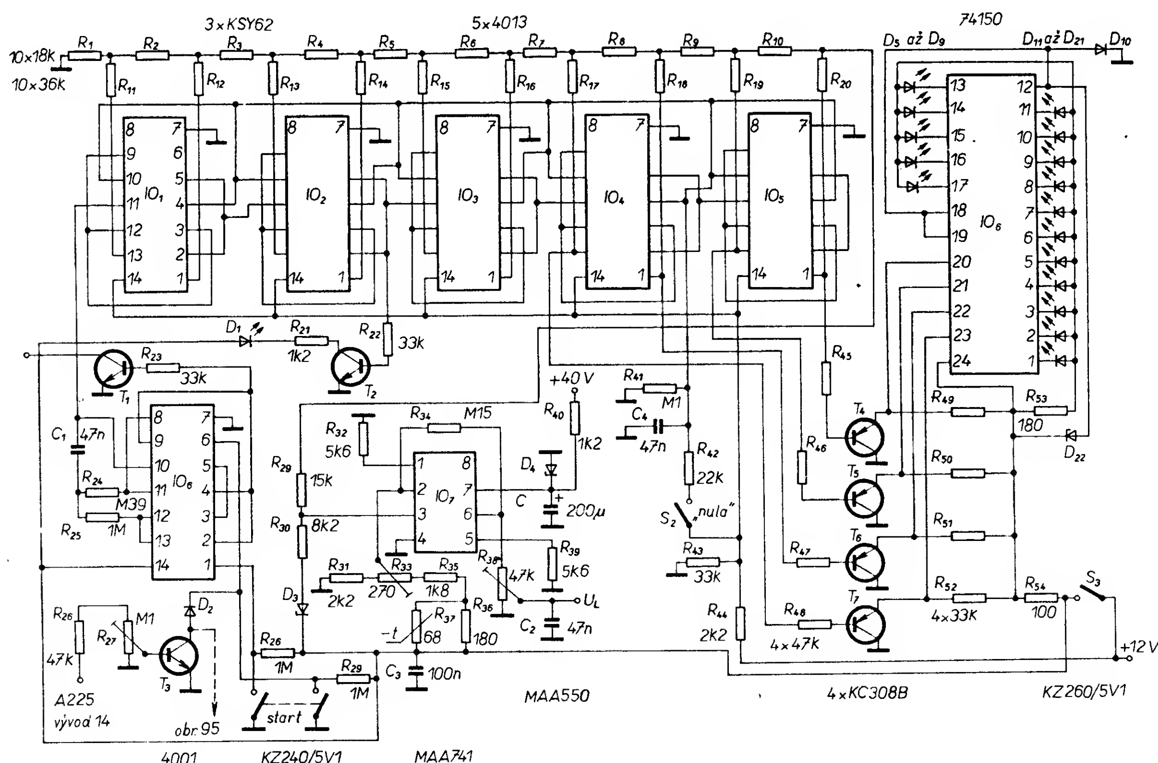
Při použití jiných IO se na D_2 přivede signál z obvodu na obr. 95. IO_1 je zapojen jako detektor FM pro získání S-křivky na rozsazích AM. Mf signál 455 kHz je odebírán ze vstupu AM mf zesilovače a po omezení a detekci je signál přiveden na komparátor IO_2, z jehož výstupu je řízen invertor. Při příjmu FM je tento obvod odpojen a na vstup komparátoru je přiveden signál z mf zesilovače FM. Protože IO_2 má nesymetrické napájení, je nutné na jeho druhý vstup přivést referenční napětí, které je stejné jako středové napětí S-křivky. Funkce OAL je indikována D_1, spínanou T_2 z výstupu čtvrtého bitu čítače (IO_1 až IO_5, obr. 94).

Při ladění je nutné odpojit obvod ADK v mf zesilovači. K tomu účelu je na výstup klopného obvodu v IO_6 připojen T_1, kterým se spíná např. vývod *2* u A225D. Na výstupy posledních čtyř bitů je přes T_4 až T_7 připojen demultiplexer IO_8, zapojený jako stupnice LED. Z výstupu desátého bitu je schodovité napětí vedeno do zesilovače ladicího napětí IO_7 a z jeho výstupu přes R_{38} na varikapy v dílu AM a FM. Protože průběh kapacity v závislosti na ladicím napětí u varikapů je nelineární, je při větších napětích ladění „přirychleno" článkem D_3R_{30}. Je nutno poznamenat, že u R_1 až R_{20} nezávisí toliko na odporu, ale velkou roli hraje přesnost použitých rezistorů, která by měla být lepší než 0,5 %. Liší-li se tyto odpory od sebe podstatněji, může dojít k tomu, že „schody na výstupu" nebudou pravidelně stoupat, ale v některých případech mohou začít i klesat a stoupat nepravidelně, což bude mít za následek, že se ladicí napětí bude chvíli zvětšovat a chvíli zmenšovat. Spínačem S_2 „nula" lze OAL nastavit do výchozí polohy.

Druhý typ OAL, který ladí oběma směry, je na obr. 96. OAL generuje ladicí napětí ve



Obr. 95. Detektor omezeného signálu AM k získání S-křivky



Obr. 94. Zapojení obvodu automatického ladění s CMOS

1024 stupních od 2 V do 27 V. Ke vzniku tohoto napětí je použit číslicově analogový převodník, sestavený z 10bitového čítače a odporové matice *R-2R*. Dvě hradla v IO_5 tvoří generátor taktu (hodin) pro čítače $IO_6IO_7IO_8$ (MHB4029). V IO_8 jsou využity jen první dva stupně čítače MHB4029. Pokud bychom chtěli rozšířit čítač na 12 bitů, bylo by nutné přidat do odporové matice další rezistory a všechny rezistory v matici by musely mít toleranci 0,1 %. Na výstupy čítačů je zapojena odporová matice, takže na vstupu IO_9 bude schodovité napětí, které je převedeno na ss ladicí napětí IO_9. Diodou D_2 a rezistorem R_{69} je „urychleno" schodovité napětí, takže je linearizován průběh stupnice u vyšších kmitočtů.

Pro řízení OAL je použit klopný obvod START-STOP, který pracuje při dvou stavech. Při „hledání" se připojí generátor taktu v IO_3 a IO_4 a na výstupu IO_9 se začne napětí zvětšovat (nebo zmenšovat podle zvoleného směru). Na emitoru T_1 se objeví napětí asi 8 V, kterým je ovládán obvod ADK v mf zesilovači a umlčovač v nf zesilovači (na obrázku nejsou tyto obvody zakresleny). Při „příjmu" je generátor taktu uzavřen úrovní L na jednom vstupu v IO_3 a ladicí napětí bude rovné posledně dosaženému. Napětí na emitoru T_1 se zmenší na nulu, zapne se obvod ADK a odpojí se umlčovač.

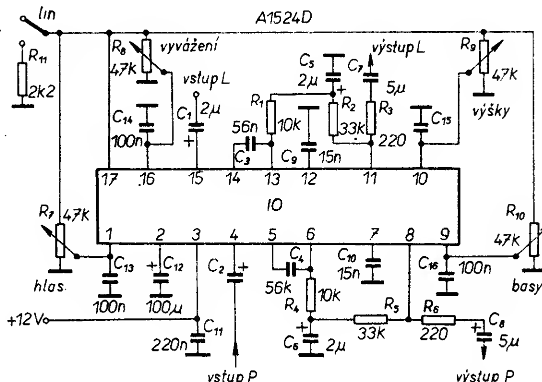
Klopný obvod START-STOP je přepínán úrovněmi nebo hranami impulsů na jeho vstupech. Po sepnutí S_1 nebo S_2 se na výstupu klopného obvodu v IO_4 změní jeho stav a spustí generátor taktu v IO_3IO_4. Po sepnutí S_1 bude na vstupu klopného obvodu úroveň L a na jeho výstupu úroveň H, kterou je určen směr čítání čítače $IO_6IO_7IO_8$ („vpřed"). Současně je tato úroveň přenesena na generátor taktu přes hradla v IO_3 a generátor začne kmitat, jeho impulsy počítá čítač a na výstupu IO_9 se začne ladicí napětí zvětšovat. Sepne-li se S_2, na výstupu klopného obvodu v IO_4 bude úroveň L, čítač počítá vzad a napětí na výstupu IO_9 se začne zmenšovat. Pokud na výstupu hradla v IO_5 bude úroveň L, generátor taktu otevře T_1, kterým je ovládán umlčovač a obvod ADK.

Obvodem $C_4R_{19}R_{20}$ je zpožděno nulování klopného obvodu v IO_5. Během hledání je výstup IO_1 na úrovni H, pokud detektor FM dodává šum. Při přítomnosti signálu z S-křivky se na výstupu IO_1 změní úroveň na L a při průchodu S-křivky nulou na H. Při ladění směrem vpřed je jako komparátor, vysílající povel STOP, použit jeden OZ v IO_2 a při ladění vzad jeden OZ z IO_1 a jeden z IO_2. Jako zdroj referenčního napětí je použit druhý OZ v IO_2. Pokud na vývodech *1* a *2* IO_5 bude úroveň L, bude klopný obvod v IO_5 po dobu 6 s překlopen a generátor taktu bude kmitat. Na vývod *1* a *2* IO_5 lze připojit výstup S-metru. Na výstup IO_9 je připojen obvod pro vyklíčování pásma VKV. Ladicí napětí je přes D_5 vedeno do části AM (U_{LAM}).

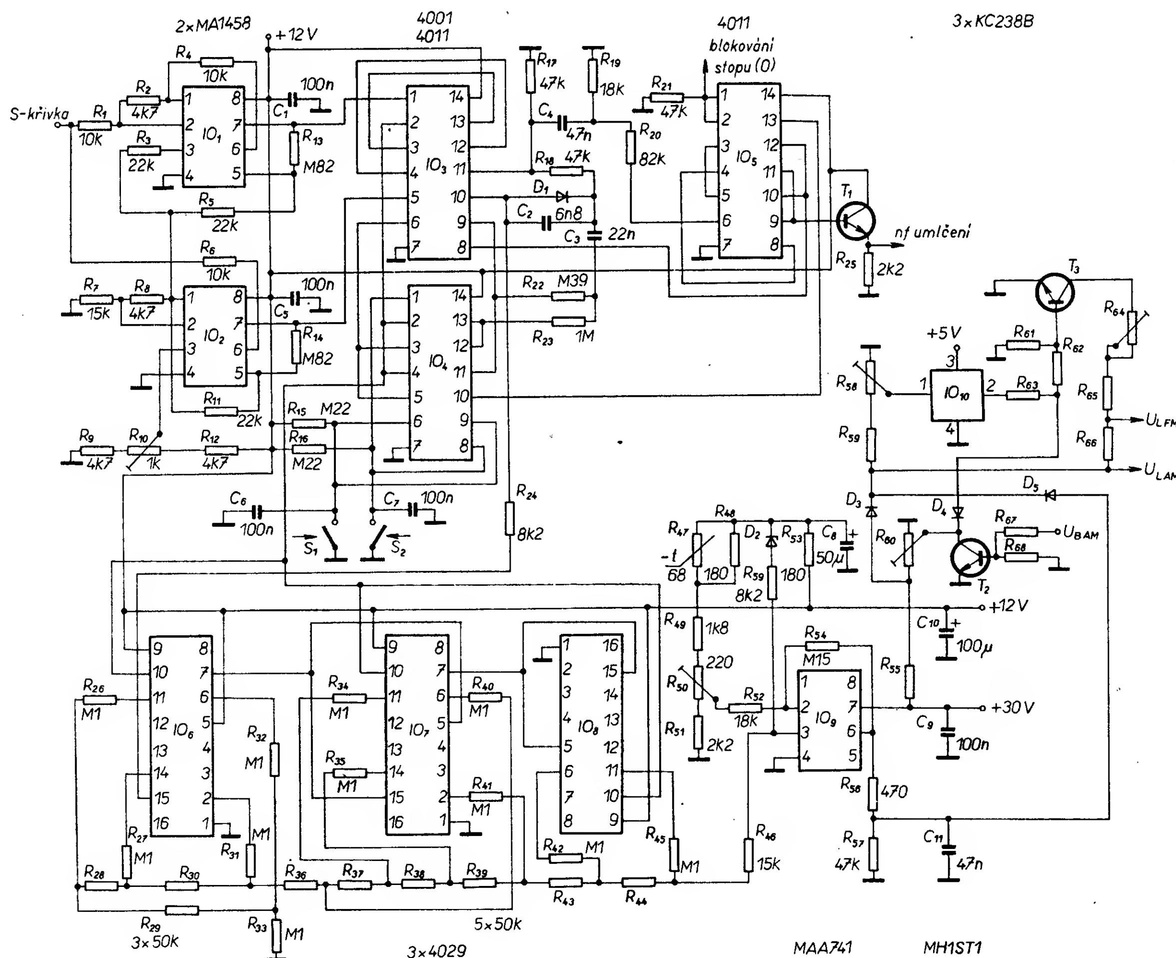
Při AM se napájecím napětím U_{BAM} z AM dílu přes D_4T_2 obvod vyklíčování vyřazuje z činnosti. Při příjmu FM je ladicí napětí vedeno přes $R_{59}R_{58}$ na klopný obvod IO_{10} (MH1ST1), kterým je řízen T_3. Po jeho sepnutí se uzemní R_{64} a „posune se" ladicí napětí U_{LFM} pro jednotku VKV.

Předzesilovač

Na obr. 97 je zapojení stereofonního předzesilovače s A1524D. Vstupní signál je přes

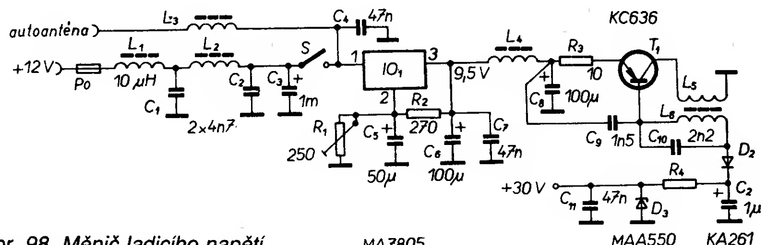


Obr. 97. Elektronické korekce s A1524D (zem je na vývodu 18)

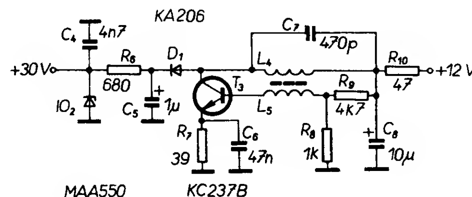


Obr. 96. Oboustraně laditelný obvod samočinného ladění

C_1 přiveden do zesilovače pro řízení hlasitosti a dále do korektoru hloubek a výšek. Průběh hloubek lze měnit změnou C_3 a průběh výšek změnou C_9. Pro zlepšení stability obvodu je z vývodu *11* na vývod *13* IO zavedena stejnosměrná vazba $R_1R_2C_5$. Fyziologický průběh regulátoru hlasitosti lze vypnout spínačem (lin.) na vývodu *17* IO, kam je vyveden i vnitřní stabilizátor napětí, z něhož jsou napájeny potenciometry pro regulaci hlasitosti, výšek, hloubek a vyvážení. Proud do vývodů *1, 9, 10* a *16* IO je maximálně 5 μA a maximální napětí na těchto vývodech je $U_B/2$. Vstupní minimální odpor následujícího zesilovače je 4,7 kΩ. Při plné hlasitosti je zisk IO 20 dB a rozsah regulace hlasitosti je 100 dB. Rozsah regulace výšek a hloubek je ±15 dB a regulace vyvážení −40 dB. Oddělení kanálů je 60 dB a potlačení brumu 50 dB. Rušivé napětí na výstupu je 100 μV při zisku 0 dB. Tímto IO můžeme nahradit velmi výhodně ovládací prvky na obr. 85.



Obr. 98. Měnič ladicího napětí



Obr. 99. Měnič ladicího napětí

Napájení

Důležitým funkčním blokem je i obvod napájení. Zapojení napájecího obvodu je na obr. 98. Z autobaterie je napájecí napětí vedeno přes pojistku na vf filtrační tlumivku L_1, kterou se odfiltrovávají vf složky rušení. Z ní je napětí vedeno na filtrační článek $C_1C_2L_2$ a vyhlazovací kondenzátor C_3. Tento člen dále zamezuje pronikání rušení po přívodu napájecího napětí. Za C_3 je zapojen spínač a stabilizátor napětí IO_1. Vzhledem k tomu, že není k dispozici stabilizátor na dané výstupní napětí, bylo použito zapojení IO, u něhož není vývod *2* uzemněn a výstupní napětí se nastavuje R_1. V zapojení je nutné při upevnění na chladič (šasi) použít izolační podložku. Z výstupu stabilizátoru jsou napájeny všechny obvody a měnič napětí pro ladění varikapů. Tlumivka L_4 spolu s C_8 zabraňují zpětnému pronikání rušení z měniče do napájecích vodičů přijímače. Měnič je zapojen jako blokovací oscilátor, jehož kmitočet je asi 30 kHz (je určen L_6C_{10}). Po usměrnění napětí oscilátoru diodou D_2 je stejnosměrné napětí vedeno přes R_4 na stabilizátor D_3 a dodatečně filtrováno C_{11}. Je-li potřebné napájet i motor pro vysouvání autoantény po zapnutí přijímače, je třeba rušení z motorku potlačit tlumivkou L_3 a filtrovat C_4.

Na obr. 99 je zapojení měniče s tranzistorem n-p-n, pracujícím jako blokovací oscilátor. Transformátor je navinut na miniaturním jádru 7 × 7 mm. Z kolektoru je střídavé napětí vedeno na D_1, je usměrněno, vyfiltrováno $C_4C_5R_6$ a stabilizováno IO MAA550, který současně chrání T_1 před nežádoucími špičkami napětí. Kondenzátorem C_7 se prodlužuje náběžná hrana generovaného střídavého napětí, aby se zmenšil vliv vf rušení. Celý měnič je třeba vestavět do krytu, neboť vf rušení z něj se přenáší zejména do rozsahů AM.

Odrušení automobilu

Rušení se do autopřijímače může dostávat jednak z rozvodu napětí v autě, jednak z vf signálů vně auta. Mezi hlavní zdroje rušení v automobilu patří jiskření na elektrodách zapalovacích svíček a cívek, na přerušovači, rozdělovači, kartáčích dynama, stěračů a motorků používaných pro ostřikovače, ventilátor apod. Dalším zdrojem rušení mohou být kontakty regulátoru, diody alternátoru, spínače a vypínače, špatná elektrická spojení, nedokonalá spojení jednotlivých dílů karosérie a výboje elektrostatické elektřiny. Vf rušení se šíří po karosérii, která pak působí jako vysílací anténa. Každý automobil má již z výroby základní odrušení I. stupně. Při vestavění autopřijímače je obvykle nutné základní odrušení doplnit na odrušení II. stupně.

Při základním odrušení I. stupně u automobilů s kovovou karosérií se do každého přívodu co nejblíže svíčce zařadí rezistor 1 až 5 kΩ, který bývá součástí kabelové odrušovací koncovky. U několikaválcových motorů s rozdělovačem a zapalovací cívkou se zařadí do přívodu vn napětí od cívky k rozdělovači rezistor 5 kΩ co nejblíže k rozdělovači. Stejné rezistory se mají zapojit do všech přívodů k rozdělovači a bývají obvykle součástí odrušovacích vložek a spojek. V kmitočtovém pásmu do 1 GHz se na rušení nejvíce podílí neodrušený rozvod ss napětí a proto se v současnosti měděný vodič nahrazuje „uhlíkovým", který účinně potlačuje vf rušení, takže v některých případech je možné odrušovací rezistory vypustit.

Protože zvláštní odrušení (tj. např. II. stupně) není povinné pro výrobce automobilu, je nutné po vestavění autopřijímače použít vhodné odrušovací prostředky. Abychom objektivně vyhodnotili rušení způsobené vlastním automobilem, vyjedeme na volnou silnici, kde je jistota, že v blízkosti není zdroj vnějšího rušení, např. vedení vysokého napětí, trolej železnic apod. Pak sledujeme v rozsahu DV, SV, KV rušení při naladění přijímače mezi dvě stanice a v pásmu VKV při naladění na bok S-křivky. Pokud bude slyšet z reproduktoru rušení, snažíme se lokalizovat jeho zdroj podle těchto příznaků: vypneme-li při velké rychlosti otáčení motoru klíčkem zapalování, rušení jím způsobené okamžitě zmizí. Rušení způsobené zapalováním se v reproduktoru projevuje jako krátké impulsy, jejichž kmitočet je závislý na rychlosti otáčení motoru. Rušení vyvolané dynamem, alternátorem a regulátorem nezmizí okamžitě po vypnutí klíčku, nýbrž trvá až do „doběhnutí" (setrvačnosti) otáčejících se rotorů (dynama, motorků). Rušení způsobené alternátorem se projevuje v rozsahu DV a SV jako vysoký hvízdavý tón. Rušení vznikající činností regulátoru se projevuje jako silný nepravidelný praskot (v rytmu rozpojujícího se kontaktu). Postupným zapínáním motorků stěračů větráků, topení, ostřikovačů a přerušovače směrovek zjistíme další zdroje rušení. Rušení elektrostatickým výbojem zkoušíme za suchého počasí při rychlosti minimálně 70 km/h na asfaltové nebo betonové silnici. Všechny spotřebiče včetně alternátoru při tom odpojíme a při rozjetém vozidle vypneme několikrát zapalování.

Při odrušování postupujeme od zdroje největšího rušení (obvykle zapalování) ke zdroji nejmenšího rušení.

Základními prvky zapalování jsou: zapalovací cívka, přerušovač, rozdělovač a zapalovací svíčky. Tranzistorová a tyristorová zapalování se odrušují stejně jako klasická zapalování. Zdrojem nejsilnějšího rušení jsou zapalovací svíčky, které však musí být odrušeny již od výrobce. Nejprve proměříme celistvost a odpor kabelů ke svíčkám a jejich koncovek a u stíněných kabelů prověříme spolehlivost kontaktu mezi stíněním a šestihranem. Větší rušení můžeme očekávat při opotřebených a špatně nastavených elektrodách svíček. U rozdělovače zkontrolujeme odrušovací vložky ve všech vývodech, vadné vyměníme a chybějící doplníme. Svorku *15* na zapalovací cívce zablokujeme průchodkovým paralelním kondenzátorem 2 μF/100 V. Dále zaměníme zapalovací kabely s kovovým vodičem za kabely s uhlíkovým vodičem. Celkový odpor mezi zapalovací svíčkou a vn vývodem by neměl být větší než 15 kΩ, jinak se zhorší starty za studena. Na VKV zapojíme do vývodu *1* zapalovací cívky průchodkový kondenzátor s kapacitou maximálně 5 nF. Při větší kapacitě kondenzátoru se opalují kontakty přerušovače a zmenší se vn napětí, takže je narušena činnost zapalovací soustavy.

Když nepomohou uvedená opatření, je nutné odstínit celou zapalovací soustavu. Častým zdrojem rušení bývají chyby v instalaci zapalovací soustavy. Velmi obtížně se zjišťují přeskoky v zapalovací cívce nebo její špatné ukostření, pokud je upevněna mimo blok motoru. U některých automobilů je vhodné propojit blok motoru s karosérií měděným pleteným páskem. Pronikání rušení ze zapalování po přívodu napájecího napětí autopřijímače lze omezit tlumivkou zhotovenou z feritového hrníčku o ∅ 30 mm, která má asi 280 z drátem o ∅ 0,5 mm, a kondenzátorem 500 nF zapojeným paralelně k napájecímu konektoru přijímače.

Pro odrušení dynama se na svorku D připojí paralelní nebo průchodkový kondenzátor 0,5 až 4 μF. Pokud je u dynama kapacita odrušovacího kondenzátoru uvedena, je ji nutno dodržet. K odrušení budicího vinutí připojíme na svorku M kondenzátor do 5 nF (nesmí být nikdy větší, neboť pak jsou ohroženy kontakty regulátoru). Při použití alternátoru stačí na svorku D připojit kondenzátor asi 3 μF. Zdrojem silného rušení bývá i regulátor, proto je vhodné na všechny jeho svorky připojit kondenzátory. Na svorku D, pokud není předepsáno výrobcem, připojíme kondenzátor 0,5 až 3 μF. Na svorku B připojíme kondenzátor do 3 μF. Kondenzátor na svorce M má být svitkový nebo keramický o kapacitě 4,7 nF, pro VKV se doporučuje před-

řadit ještě tlumivku 10 μH. V tomto případě lze kapacitu kondenzátoru zvětšit na 10 nF. Regulátor s alternátorem bývá odrušen již od výrobce. Pokud tomu tak není, postupujeme stejně jako při regulátoru s dynamem.

Dalšími zdroji rušení bývají motorky stěračů, ventilátoru, ostřikovače a přerušovač směrových světel. Nejúčinnějším způsobem odrušení je připojení tlumivek 10 μH do série s napájením a dvou kondenzátorů 6,8 nF před tlumivkami mezi napájecí přívody a zem. Tento filtr má být těsně u komutátoru. Nemá-li motorek doběhový kontakt, postačí mezi přívody zapojit kondenzátor 3 μF. Má-li motorek doběhový kontakt, zapojíme na všechny přívody kondenzátor 0,5 až 2,5 μF. Není-li pro odrušovací součástky dostatek místa uvnitř motoru, filtr *LC* umístíme mimo a napětí ke komutátoru přivedeme stíněným vodičem. Je-li součástí cyklovače bimetalový přerušovač nebo relé, pak jeho kontakty přemostíme 100 nF v sérii s 50 Ω. Kryt motorku musí být dokonale spojen s karosérií. U motorku ventilátoru pro pásmo SV a DV postačí blokovat všechny přívody kondenzátory 1 až 2,5 μF. Pro VKV je nutné předřadit do přívodů tlumivky nebo alespoň průchodkové kondenzátory. U přerušovačů směrových světel postačí v pásmu DV připojit na vývod 49 kondenzátor 200 μF/50 V, pro SV a KV 2 μF/150 V a pro VKV průchodkový kondenzátor 0,5 až 1 μF.

Ostatní zařízení jako je spouštěč, přepínač světlometů, spínač brzdových světel a signalizace není nutné odrušovat, neboť jsou ve funkci krátkou dobu.

Elektrostatická rušení se projevují charakteristickým praskotem předcházejícím v šum, jehož četnost je závislá na rychlosti jízdy. Výboje lze omezit např. natřením vnitřku pneumatiky grafitovým roztokem. Elektrostatický výboj lze omezit i spojením disku kola a hřídele kluzným kontaktem u nehnaných kol. Elektrostatický náboj může vzniknout i proudem vzduchu o karosérii a lze ho odstranit dokonalým elektrickým spojením dílů karosérie a rámu vozu.

Dokud pro odrušení použijeme tlumivky, musí být navinuty dostatečně tlustým vodičem, aby se neměnily jejich vlastnosti vlivem přesycení jádra. Přehled továrních odrušovacích prostředků TESLA je v tabulce.

Konstrukčně bývá autopřijímač řešen na deskách s plošnými spoji a to buď na jedné nebo několika, které jsou mezi sebou propojeny. Celý přijímač bývá umístěn v ocelovém plechovém rámečku s horním a dolním krytem. Aby byl omezen vliv rušení co nejvíce, musí být kontakt krytu s rámečkem dokonalý.

Důležité upozornění

V AR B2/89 na straně 66 a 67 byly uveřejněny překlady dvou článků ze zahraničních časopisů, Malý zdroj signálu a Praktická pomůcka. Po projednání se zástupci FMDS sdělujeme, že v uvedených článcích chybí poučení, že bez povolení ke zřízení a provozování mohou být podle ust. § 6 odst. 4 písm. a) zákona č. 110/1964 Sb., o telekomunikacích a podle § 5 odst. 4 vyhl. č. 111/1964 Sb., kterou se provádí zákon o telekomunikacích, ve znění vyhl. č. 148/1984 Sb., amatérsky zhotoveny pouze vysílače do výkonu 0,1 W na stanovených kmitočtech a jejich provozovatelé jsou povinni přihlásit je k evidenci u poboček Inspektorátu radiokomunikací v příslušných krajích, podle bydliště provozovatele.

Povelové a telemetrické stanice lze individuálně sestrojovat v souladu s § 17 předpisu o povolování a evidování povelových a telemetrických stanic, který určuje: (1) Kmitočet povelových a telemetrických stanic musí být řízen krystalem, (2) Povelové stanice modelářské mohou pracovat na některém z těchto kmitočtů: a) 13,560 MHz s podmínkou, že rádiová energie nesmí být vyzařována mimo pásmo o šířce ±0,05% od tohoto kmitočtu, b) 27,120 MHz (totéž v mezích pásma ±0,6%), c) 40,680 MHz (totéž v mezích pásma ±0,05%), (3) Ve všech případech je u modelářských stanic možno povolit modulační kmitočty do 30 kHz.

To se týká především prvního z uvedených článků – k druhému, tj. Praktická pomůcka, v němž je popisován přístroj k rušení příjmu rozhlasu, je třeba dodat, že popisovaný přístroj je naprosto nepřijatelný, neboť rušit příjem rozhlasu a televize je nepřípustné. Rádiový příjem je chráněn ust. § 9 odst. 1,2 a 8 zákona č. 110/1964 Sb., o telekomunikacích.

Redakce v této souvislosti upozorňuje, že související problematika byla probrána v interview v AR řady A, č. 7/89 a bude jí ještě věnován článek v AR řady A v některém z posledních čísel v tomto roce.

Přehled odrušovacích prostředků TESLA

Typ	Funkce	Pro stupeň odrušení
NK 1	neodrušená koncovka s odrušenou svíčkou	I
OK 01-03	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 13-5, 5GG	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 22-1	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 22-5	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 32-1	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 32-5	odrušovací kabel. koncovka	I
OK 82-1; 5	odrušovací vložka	I
OK 82-1/2	odrušovací vložka	I
OK 92-5	odrušovací vložka	I
OKS 14-3; 3G	stíněná odruš. kabel. koncovka	I
OK1-1A	odrušovací souprava (ŠKODA)	I
OS5-1G	odrušovací souprava (TATRA 603)	I
OS5-5M	odrušovací souprava (TATRA 613)	I
OS5-5J	odrušovací souprava (T14/52C)	I
OS5-OC	odrušovací souprava (ŠKODA 776)	I
OS5-OD	odrušovací souprava (ŠKODA 703)	I
OS1-OB	odrušovací souprava (Moskvič 408)	I
OS5-OK	odrušovací souprava (ZASTAVA 750)	I
OS1-OL	odrušovací souprava (ZASTAVA 1000)	I
WK 713 40 až 43	průchodkový odrušovací kondenzátor	II
WK 852 03	odrušovací filtr	II
TC 726 až 729	odrušovací kondenzátor	II
TD100	odrušovací tlumivka pro proud 1 A	II
TD101	2,5 A	II
TD102	4 A	II
TD103	6,3 A	II
TD104	10 A	II

INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce ARB Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51–9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 17. 5. 1989, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

9× BF245 (200) a RCf digi-metr čtyřmístný – R do 20 M, C do 2 G, a f do 40 MHz (2200). D. Fifka, Praž. povst. 1800, 256 01 Benešov.

SAB1795 řadič FD (550), MHB8080, 2114, 4116C, 1902, 8251 (70, 80, 85, 65). 27128, 2708, U807 (350, 100, 130) a jiné IO MH. Pl. spoje SAPI, prokov. díry – sběrnice, CPU-8080, RAM-Eprom, disp. (à 70), osaz. deska RAM-Eprom bez pamětí, s objímkami (400). Koupím Dram 4× 16K pro Sharp MZ 800 2 ks. Ing. P. Luska, Sídl. Míru 800, 395 01 Pacov.

Počítač C64 – zabudován EXOS V 3 (9500) + VC 1541 (9900), 80 disket, programy, bohatá literatura (4900). Ing. M. Slíva, Výškovická 180, 704 00 Ostrava.

TI-58C (3000), počítač ATARI 130 XE, XC 12, další příslušenství a literatura (8500), magnetofon B 46 (350), součástky 74LS, paměti 2708 (50), konektory. A. Malaník, Zeleného 57, 616 00 Brno.

Atari 800 XL (5000), XC 12 s turbo úpravou (1500), 2× joystick (à 300), 15 kaziet s softwarom (à 100), 35 ks lit. (à 20). M. Hromádko, Severná 7, 036 01 Martin.

KOUPĚ

IO LA4440 (Simens) příp. vyměním za mf ž. č. b. 7 × 7 jap. + krystaly pro pásmo 27 MHz. O. Tlachna, Buk 17, 377 01 J. Hradec.

Konvertor pro SAT TV. M. Uhrík, Janáčkova 16, 466 06 Jablonec n. N.

2 ks Dram 4464 150 ns, fototranzistor SP201. F. Rokyta, Štěpnická 1093, 686 06 Uh. Hradiště.

Hry na počítač Sharp. Alebo vymením. L. Masár, Kukučinova 11, 018 51 Nová Dubnica.

VPS adaptér pre video JVC. Ing. I. Kallo, Vagonárska 29, 058 01 Poprad.

Mf trafo TOKO RCL (Jap.) 7 × 7 mm 455 kHz 2× žluté, bílé, černé. L. Gregor, Průmyslová 1128/30, 500 00 Hradec Králové.

VÝMĚNA

Knihu Radioamatérské konstrukce 3, za tutéž knihu číslo 2. J. Horáček ml., Míru 778, 289 03 Městec Králové.